

# unesp

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA  
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

*DISSERTAÇÃO DE MESTRADO*  
*EM*  
*ENGENHARIA ELÉTRICA*

1210001019



Nº 8

SISTEMA DE AQUISIÇÃO E ANÁLISE DE DADOS PARA  
MONITORAMENTO DE VIBRAÇÕES MECÂNICAS

ALUNO: CARLOS ANTONIO ALVES

ORIENTADOR: APARECIDO AUGUSTO DE CARVALHO

Te. 1019

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA**  
**"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"**  
**CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**STRICTU SENSU**  
**AUTOMAÇÃO E CONTROLE**

**Sistema de Aquisição e Análise de Dados para**  
**Monitoramento de Vibrações Mecânicas**

"Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica"

**CARLOS ANTONIO ALVES**  
**ORIENTADOR: Prof. Dr. APARECIDO AUGUSTO DE CARVALHO**

**DEZEMBRO/95**

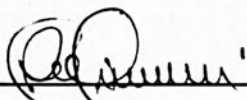
**BCpIS**  
**FEIS-UNESP**



# Sistema de Aquisição e Análise de Dados para Monitoramento de Vibrações Mecânicas

Carlos Antonio Alves

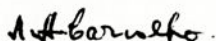
Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (DEE/FEIS/UNESP) como parte integrante dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.



---

Carlos Roberto Minussi, Dr. Sc. - Coordenador

BANCA EXAMINADORA



---

Aparecido Augusto de Carvalho, Dr. Sc. - Orientador



---

Paulo Estevão Cruvinel, Dr. Sc.



---

Vicente Lopes Jr., Dr. Sc.

## AGRADECIMENTOS

A realização deste trabalho contou com a ajuda de diversas pessoas que, acima das suas obrigações profissionais, se empenharam em tornar menos árdua esta tarefa.

O professor Dr. Nobuo Oki que com seu espírito investigativo e ousado abraçou a parte inicial desta orientação.

Os professores Antonio Eduardo Turra e Vicente Lopes Júnior, do Departamento de Engenharia Mecânica-FEIS-UNESP por sugestões e contribuições neste trabalho e em artigos publicados relacionados ao mesmo.

Ao professor Aparecido Augusto de Carvalho que se dispôs a continuar minha orientação em função do afastamento do professor Nobuo.

A minha esposa Cristina e nossos filhos Alexandre e Alex, que compreenderam minha ausência nos momentos mais críticos deste trabalho.



Reg. 035/16 - MRD 7/1/16

UNESP - "CAMPUS" DE ILHA SOLTEIRA SERVIÇO DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE REGISTRO 01/04/16	DATA DE TURBO 29/04/16
REGISTRADO POR Augusto	TURBO Te. 1019
VALOR R\$ 10.00 Autor	CLASSIFICAÇÃO

II

BCpIS  
FEIS-UNESP



## SUMÁRIO

Descreve-se neste trabalho um sistema composto por programas e placas de aquisição de dados, baseado em microcomputadores pessoais. O sistema foi desenvolvido para realizar aquisição e análise de sinais de vibrações mecânicas e objetiva a automação de medições laboratoriais; o sistema pode ser aplicado em outras áreas, com pequenas alterações locais. Apresenta uma estrutura computacional básica, modular, passível de adaptações e desenvolvimentos futuros. A aquisição de dados é realizada através de placas comerciais, com a utilização de interface de comunicação de dados e leitura e gravação em arquivos. Os resultados gráficos podem ser apresentados em formato bi e tridimensional. Com o sistema pode-se ainda realizar projetos de filtros digitais e o projeto e caracterização de filtros analógicos *anti-aliasing*. São apresentados resultados gráficos de sinais simulados por software e sinais reais gerados por acelerômetro e gerador de sinais mostrando alguns dos recursos do sistema.

III

BCpIS  
FEIS-UNESP



## ABSTRACT

A system based on personal computers composed of data acquisition boards and software is described. The system was developed to perform acquisition and analysis of mechanical vibrations and has as one of its purposes the laboratory measurements automation; the system can be applied in another areas, with small local changes. It presents a basic, modular computational architecture possible of adaptations and future developments. The data acquisition is performed with commercial boards, with the use of a communication interface and file read/write operations. The graphical results can be presented in bi and tridimensional shapes. With the system it is possible to perform digital filters design and the design and characterization of anti-aliasing filters. Simulated graphical results and real signals generated using an accelerometer and a waveform generator is presented, showing some of the system resources.



# ÍNDICE GERAL

AGRADECIMENTOS	II
SUMÁRIO	III
ABSTRACT	IV
ÍNDICE GERAL	V
ÍNDICE DE FIGURAS	VII
ÍNDICE DE TABELAS	X
ÍNDICE DE SÍMBOLOS	XI
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO II - FUNDAMENTOS TEÓRICOS	
1 - FILTROS ANALÓGICOS	08
2 - FILTROS DIGITAIS	14
3 - ANÁLISE DE SINAIS	28
4 - PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS	52
CAPÍTULO III - DESCRIÇÃO DO PROGRAMA	
1 - INTRODUÇÃO	61
2 - ESTRUTURA DO PROGRAMA	61
3 - FONTE DE DADOS	63
4 - MODOS DE EXIBIÇÃO	79
5 - FUNÇÕES MATEMÁTICAS	84
CAPÍTULO IV - RESULTADOS E DISCUSSÕES	
1 - INTRODUÇÃO	87
2 - PROJETO E CARACTERIZAÇÃO DE FILTROS	



ANALÓGICOS	87
3 - ANÁLISE GRÁFICA BI E TRIDIMENSIONAL	91
<b>CAPÍTULO V - CONCLUSÕES</b>	<b>110</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>112</b>
<b>APÊNDICES</b>	
A - DESCRIÇÃO DOS PROGRAMAS	A.1
B - PLACA AT-MIO-16F-F	A.4
C - PLACA PCL-711B	A.6
D - ROTINA EXPANSÃO	A.7



## ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA I.1 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA ANALISA	7
FIGURA II.1 - FILTRO PASSA-BAIXA DE PRIMEIRA ORDEM COM GANHO	11
FIGURA II.2 - FILTRO PASSA-BAIXA DE SEGUNDA ORDEM SALLEN-KEY COM GANHO UNITÁRIO	12
FIGURA II.3 - SISTEMA DE FILTRO DIGITAL EM TEMPO REAL	15
FIGURA II.4 - REPRESENTAÇÃO DO FILTRO DIGITAL	17
FIGURA II.5 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA IDEALIZADA DOS FILTROS: A. PASSA BAIXA, B. PASSA ALTA, C. PASSA-BANDA, D. REJEITA-BANDA	20
FIGURA II.6 - ESTRUTURA DE REALIZAÇÃO DE FILTROS FIR	22
FIGURA II.7 - CLASSIFICAÇÃO DE DADOS DETERMINÍSTICOS	30
FIGURA II.8 - CLASSIFICAÇÃO DE PROCESSOS RANDÔMICOS	32
FIGURA II.9 - PRIMEIRO PASSO NO DESENVOLVIMENTO DO FLUXOGRAMA DA FFT DIT DE 16 PONTOS	42
FIGURA II.10 - REPRESENTAÇÃO DA BORBOLETA DE FFT DIT RADIX-2	42
FIGURA II.11 - SEGUNDO PASSO NO DESENVOLVIMENTO DO FLUXOGRAMA DA FFT DIT DE 16 PONTOS	44
FIGURA II.12 - ESTÁGIOS 1 E 2 DA DECOMPOSIÇÃO DA FFT DIT DE 16 PONTOS	44



FIGURA II.13 - FLUXOGRAMA GERAL DA FFT DIT DE 16 PONTOS	45
FIGURA II.14 - FLUXOGRAMA DA FFT RADIX-2	46
FIGURA IV.1 - RESPOSTAS DO FILTRO BUTTERWORTH DE SEXTA ORDEM	89
FIGURA IV.2 - RESPOSTAS DO FILTRO CHEBYSHEV DE SÉTIMA ORDEM	91
FIGURA IV.3 - SINAL PERIÓDICO E HARMONICAS ÍMPARES	92
FIGURA IV.4 - FFT DE UM SINAL COM HARMÔNICAS ÍMPARES E REGIÃO SOB ZOOM	93
FIGURA IV.5 - ESPECTROS DE SINAIS COM DIFERENÇA DE MEIO CICLO	94
FIGURA IV.6 - SINAL APERIÓDICO COM JANELAMENTO TRIANGULAR	95
FIGURA IV.7 - SINAL APERIÓDICO COM JANELAMENTO DE HANNING	95
FIGURA IV.8 - AQUISIÇÃO DE SINAL COM DISTORÇÃO HARMÔNICA SEM USO DE FILTRO ANTI-ALIASING	97
FIGURA IV.9 - AQUISIÇÃO DE SINAL COM DISTORÇÃO HARMÔNICA COM USO DE FILTRO ANTI-ALIASING	97
FIGURA IV.10 - ESQUEMA DO SISTEMA DE VIGA TESTADO	98
FIGURA IV.11 - RESPOSTAS DE UMA VIGA EXCITADA POR IMPACTOS	99
FIGURA IV.12 - SINAL DA RESPOSTA DA VIGA COM JANELAMENTO	99
FIGURA IV.13 - RESPOSTA DE UM VIGA EXCITADA POR UM IMPACTO	100

### VIII



FIGURA IV.14 - RESPOSTAS DE UM MOTOR EM CONDIÇÕES NORMAIS E COM DESBALANCEAMENTO	102
FIGURA IV.15 - COEFICIENTES E RESPOSTA DE UM FILTRO DIGITAL	103
FIGURA IV.16 - SINAL DE VIBRAÇÃO ORIGINAL E COM FILTRO DIGITAL	103
FIGURA IV.17 - FILTRO DIGITAL APLICADO NO GRÁFICO TRIDIMENSIONAL	104
FIGURA IV.18 - SENÓIDE COM NÍVEL DE COMPONENTE RANDÔMICO VARIÁVEL	105
FIGURA IV.19 - DENSIDADE DE PROBABILIDADE DE UM SINAL SENOIDAL E DE UM SINAL NÃO-DETERMINÍSTICO	106
FIGURA IV.20 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA SEM MÉDIAS	107
FIGURA IV.21 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA COM MÉDIAS	108
FIGURA IV.22 - FUNÇÃO COERÊNCIA DE DOIS SINAIS	109



## ÍNDICE DE TABELAS

TABELA II.1 - PARÂMETROS PARA CÁLCULOS DE FILTROS DIGITAIS	27
TABELA II.2 - MAPA DE ENDEREÇOS DA PLACA PCL	53
TABELA II.3 - MODO DE DISPARO E TRANSFERÊNCIA DA PLACA PCL	55
TABELA II.4 - GANHO DA PLACA PCL	55
TABELA II.5 - CONFIGURAÇÃO DE BITS DO CONVERSOR A/D	57
TABELA II.6 - MAPA DE ENDEREÇOS DA PLACA ATMIO	58
TABELA III.1 - FUNÇÕES DO SINAL X	80
TABELA III.2 - FUNÇÕES DO SINAL Y	81
TABELA III.3 - FUNÇÕES ENTRE OS SINAIS X E Y	81
TABELA IV.1 - PARÂMETROS DO FILTRO 1	88
TABELA IV.2 - ARQUIVOS DE RESPOSTA TEÓRICA (FILTRO 1)	88
TABELA IV.3 - ARQUIVOS DE RESPOSTA EXPERIMENTAL (FILTRO 2)	88
TABELA IV.4 - PARÂMETROS DO FILTRO 2	89
TABELA IV.5 - ARQUIVOS DE RESPOSTA TEÓRICA (FILTRO 2)	90
TABELA IV.6 - ARQUIVOS DE RESPOSTA EXPERIMENTAL (FILTRO 2)	90
TABELA IV.7 - FREQUÊNCIAS NATURAIS TEÓRICAS E EXPERIMENTAIS DE UMA VIGA	100



## ÍNDICE DE SÍMBOLOS

DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
2D	Bidimensional
3D	Tridimensional
$A_{\max}$	Máximo Ripple na Banda Passante
$f_c$	Frequência de Corte
$H(s)$	Função de Transferência
$ H $	Módulo da Função de Transferência
$H_{dB}$	Módulo da Função de Transferência em decibéis (dB)
$f$	Frequência em Hz
$\omega$	Frequência em radianos/segundo
$Q$	Fator de Qualidade do Filtro
$\delta_s$	Desvio Máximo na Banda Atenuada
$A_s$	Desvio Máximo na Banda Atenuada em dB
$\delta_p$	Desvio Máximo na Banda Passante
$A_p$	Desvio Máximo na Banda Passante em dB
$F$	Frequência de Amostragem em Hertz
$t$	Índice do Tempo
$n$	Índice da Amostra
$x(t)$	Sinal Contínuo
$\{x(n)\}, x$	Sequência Amostrada do Sinal Contínuo
$\{X(k)\}$	FFT da Sequência $x$
$\mu_x$	Valor Médio da Sequência $x$
$R_{xx}(\tau)$	Função Autocorrelação da Sequência $x$
$R_{xy}(\tau)$	Função Correlação Cruzada das Sequências $x$ e $y$



$\Psi_x^2$	Valor Médio Quadrático da Sequência x
$\sigma_x^2$	Variância da Sequência x
$p(x)$	Função Densidade de Probabilidade da Sequência x
$P(x)$	Função Distribuição de Probabilidade da Sequência x
$G_{xx}(f)$	Função Densidade Espectral de Potência da Sequência x
$G_{xy}(f)$	Função Densidade Espectral de Potência Cruzada das Sequências x e y
$\gamma_{xy}^2(f), P_{XY}$	Função Coerência das Sequências x e y
$h(t)$	Função Resposta ao Impulso
DIT	Decimation in Time
PCL	Placa de Aquisição de Dados PCL-711B
ATMIO	Placa de Aquisição de Dados AT-MIO-16F-5
N	Número de Pontos da Amostra



## CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

O processamento digital de sinais tornou-se computacionalmente eficiente com o surgimento do algoritmo da FFT em 1965 e desde então, uma quantidade enorme de artigos e livros vêm sendo publicados [1] buscando explorar novos algoritmos, processadores, etc.. Este trabalho insere-se no campo de desenvolvimento de *software* e *hardware* aplicados ao processamento digital de sinais, inicialmente utilizando técnicas clássicas [2], [3], porém aberto para que novas implementações possam ser rapidamente incorporadas e avaliadas.

Alguns pacotes de programas para análise de sinais têm sido lançados comercialmente, porém estão quase sempre ligados à um sistema maior de medição e são fechados à adaptações dos usuários.

Com o aumento da capacidade de processamento, maior quantidade de memória dos microcomputadores pessoais e o surgimento de placas de aquisição de dados mais sofisticadas tornou-se possível desenvolver sistemas de aquisição de dados e análise de sinais de modo rápido e eficiente. As vantagens principais destes sistemas são:

- 1 - o programa pode ser prontamente atualizado conforme surjam novas necessidades;
- 2 - há ampla disponibilidade de ferramentas para manusear arquivos e gráficos;
- 3 - fácil disponibilidade de computadores pessoais;
- 4 - placas de aquisição de dados são facilmente encontradas e incorporadas ao sistema.

A principal desvantagem deste sistema é que, devido ao *hardware* dos computadores pessoais serem genéricos, não pode ser processado sinais com banda de frequência elevada. Para a maior parte das aplicações, porém, esta limitação não prejudica a análise dos sinais de interesse.

A nível de revisão de literatura pode-se citar dois trabalhos publicados relacionados à aquisição e a análise de dados: o primeiro [4] descreve apenas um sistema de análise de dados, sem possibilidade de aquisição de dados; o segundo [5] utiliza uma



placa de aquisição, com programação em linguagem de baixo nível. A primeira opção torna-se inadequada para uso laboratorial, onde é imperativo que os dados sejam capturados e analisados rapidamente. A segunda opção é de difícil operacionalização considerando que nem sempre se dispõe de pessoal, equipamentos e componentes adequados à confecção de placas de interface.

Dentro desta ótica, desenvolveu-se um sistema autônomo que integra diversas ferramentas básicas para aquisição digital de dados, realiza leitura/armazenamento de arquivos e exibição bi/tridimensional. Apresenta um conjunto de rotinas para análise de sinais, projeto de filtros anti-aliasing e caracterização de filtros analógicos. Será referido aqui como sistema **ANALISA**. Foi desenvolvido em linguagem C, utilizando microcomputadores pessoais, padrão PC-AT e monitor VGA. O sistema pode ser utilizado em computadores portáteis, possibilitando medições em campo.

Este sistema tem por objetivo fornecer recursos computacionais para automação de medições laboratoriais das mais diversas naturezas. As funções matemáticas desenvolvidas foram voltadas à análise de vibrações, sem contudo limitar a aplicações em outras áreas. Intencionou-se fornecer uma estrutura computacional básica modular, passível de adaptações e desenvolvimentos futuros.

A aquisição de dados é realizada por placas incorporadas ao slot do microcomputador. Desenvolveu-se a aquisição de dados para dois tipos de placa de aquisição, a PCL-711B (PCL) da Advantech e AT-MIO-16F-5 (ATMIO) de National Instruments. Ambas apresentam resolução de 12 bits, clock interno, conversor D/A etc. A placa PCL é compatível com microcomputadores PC/XT/AT e é uma alternativa de baixo custo (abaixo de US\$ 400.00). A placa ATMIO apresenta características mais avançadas, sendo compatível com microcomputadores PC/AT e custo considerável (~ US\$ 1,900.00). Estas duas placas de aquisição surgiram como uma opção natural em função da disponibilidade em nosso laboratório. Ambas possuem entradas multiplexadas, com apenas um conversor A/D. A aquisição de dois sinais "simultâneos" é realizada com atraso de um período de conversão e deve ser avaliada em cada caso, principalmente para



taxas de amostragem elevadas.

Tendo em vista que o usuário eventualmente já disponha de uma outra placa de aquisição, o programa dispõe de uma terceira opção de placa chamada EXPANSAO. Nesta opção o usuário poderá realizar a aquisição de dados, incorporando sua placa ao sistema. Esta opção não se restringe a placa de aquisição de dados; pode-se realizar simulação de sinais, comunicação com osciloscópios digitais ou outro instrumento. Deste modo, o trabalho de aquisição de dados estará completo, qualquer que seja a placa ou sistema de aquisição disponível, mediante pequenas adaptações.

Outra questão relevante relacionada à aquisição de dados é a transdução e o condicionamento de sinais. A etapa de transdução não será abordada tendo em vista que para cada tipo de grandeza a ser analisada há transdutores específicos. A etapa de condicionamento, relacionada à eliminação de altas frequências, é desenvolvida no Capítulo II, ítem 1, que trata de Projetos de Filtros Analógicos. Quanto à adequação dos níveis de tensão salienta-se que as placas utilizadas possuem características de ganho programável que possibilita trabalhar com sinais de amplitude a partir de dezenas de milivolts. Para sinais de tensões elevadas (amplitude maior que 5,0V ou 10,0V, conforme a placa utilizada), estágios divisores de tensão deverão ser usados (não estão presentes no sistema).

Concluída a etapa de aquisição, o programa realiza a apresentação gráfica do sinal, em duas ou três dimensões. A apresentação bidimensional é adequada para visualização de apenas um ou dois sinais enquanto a apresentação tridimensional apresenta diversos sinais em cascata. Nesta última opção é possível rotacionar as curvas em relação os eixos x e z, facilitando a visualização de determinados detalhes. Há disponível diversas funções auxiliares como zoom, janelamento, etc. Tendo-se realizado a aquisição e a visualização do sinal pode-se gravá-lo em arquivo, possibilitando armazenamento e comparações posteriores.

Há no sistema duas outras possíveis fontes de dados, a saber, leitura de arquivos e simulação de formas de ondas, pois, eventualmente não se dispõe de nenhum tipo de placa ou instrumento para realizar a aquisição de dados para se avaliar ou testar o



programa desenvolvido. A título de exemplos foram armazenados alguns arquivos, listados no Apêndice A. A opção de simulação de formas de ondas é particularmente interessante pois permite uma flexibilidade maior no sinal à ser gerado. Há diversas opções de formas de onda, com possibilidade de se somar componente cc e randômico, variar a frequência do sinal, o número de ciclos gerados e o atraso de fase.

Conforme destacado anteriormente, deve-se utilizar filtros para eliminar componentes de altas frequências. O programa tem recurso para projetar tais filtros, gerando um arquivo que contém os componentes comerciais (capacitores e resistores) que devem ser usados para a implementação do circuito.

Para filtros com ordem superior a dois, a implementação é realizada colocando estágios em cascata; para filtros de ordem ímpar serão estágios de segunda ordem e um estágio de primeira ordem e para a ordem par, somente estágios de segunda ordem. As opções de filtros possíveis são Butterworth, Bessel e Chebyshev. Para realizar comparações com a implementação real, as respostas teóricas de cada estágio e global são armazenadas em arquivos. O filtro projetado deverá ser montado pelo usuário podendo ser realizado em proto-board. O desempenho do filtro montado pode ainda ser checado pelo programa, através de um processo de varredura senoidal. Neste caso, deve-se dispor de um gerador de sinais com característica de controle de frequência por tensão cc externa. Tendo sido realizada a caracterização do filtro pode-se compará-la com os resultados teóricos previamente armazenados.

As rotinas de análise de sinal são as usuais dentro da análise de sinais de vibrações. São calculadas utilizando-se a transformada rápida de Fourier (FFT) e incluem-se funções de correlação, densidade espectral de potência, coerência, resposta em frequência, resposta ao impulso, probabilidade e densidade de probabilidade. Algumas dessas funções fazem a análise de dois sinais.

Outro recurso disponível são os filtros digitais. Estes filtros são algoritmos matemáticos, equivalentes aos filtros analógicos só que atuam sobre dados numéricos. Pode-se, deste modo,



gerar novos arquivos de dados temporais com atenuação numa determinada faixa de frequência de interesse.

Vibrações em um sistema mecânico são movimentos, em geral indesejados, em torno de um ponto de equilíbrio. Representam perdas de energia e podem causar danos sérios devido à ressonância e à instabilidade do sistema. Como resultado do projeto, tecnologia de fabricação e local de funcionamento, toda máquina possui algum tipo de vibração. Portanto, a presença de um certo nível de vibração não significa, necessariamente, que a máquina apresente problemas [6].

Analisando-se o sinal de vibrações da máquina no domínio da frequência pode-se associar componentes espectrais com partes físicas da máquina (rolamentos, engrenagens, etc.) ou problemas na mesma (desalinhamento, desbalanceamento, etc.). A grande vantagem da análise no domínio da frequência é que, simplificada, o aumento do nível individual ou global da vibração indica um início de problema e que tipo de problema está ocorrendo. Isto decorre de que "as máquinas raramente falham sem antes avisarem e os sinais indicativos de defeitos estão geralmente presentes bem antes que a falha inutilize a máquina" [6]. Portanto, monitorando o nível dos componentes espectrais da vibração pode-se inferir a ocorrência ou não de problemas. Esta análise é chamada de Análise de Vibração.

A manutenção preventiva de máquinas objetiva basicamente impedir que as mesmas atinjam um estágio avançado de deterioração baseando-se na expectativa estatística do funcionamento normal. Atingido o tempo pré-determinado, abre-se a máquina e substitue-se peças "defeituosas". Pode ocorrer que, quando do tempo programado para a manutenção, a máquina esteja em boas condições de funcionamento e a intervenção poderá vir a prejudicar, vindo a acrescentar defeitos na fase da montagem.

Outro tipo de manutenção toma como base o comportamento das componentes espectrais do sinal de vibração, atuando sobre a máquina apenas se níveis de vibrações apresentam crescimento significativo. Tal manutenção é chamada de preditiva ou preventiva condicional. Com este tipo de manutenção consegue-se um aproveitamento máximo da vida útil da máquina, mais as seguintes vantagens:



- elimina desmontagens desnecessárias;
- minimiza emergências;
- impede extensão dos danos;
- aproveita toda a vida útil do equipamento;
- determina os componentes que necessitam manutenção;
- reduz o estoque de componentes;
- redução do tempo de parada da manutenção;
- controle da qualidade de manutenção;
- redução dos custos

Este tipo de manutenção é portanto a mais sofisticada, sendo mais utilizada em máquinas de importância estratégica ou de custo elevado. Com a redução do custo do sistema de medição, automação dos processos de medição e facilidades de análises de resultados, pode-se utilizar a manutenção preditiva eventualmente em qualquer máquina. Nesta primeira etapa do desenvolvimento do sistema, intenciona-se tornar disponível um sistema que permita realizar medição e análise dos dados de modo ainda convencional, baseando-se nas experiência de técnicos que interpretarão as curvas obtidas. Desenvolvimentos posteriores poderão incorporar este conhecimento dentro do sistema.

A Figura I.1 mostra os diversos recursos disponíveis no sistema ANALISA.

É descrito à seguir o conteúdo de cada um dos capítulos seguintes.

No Capítulo II é realizado a apresentação da teoria básica envolvida em cada uma das rotinas do *software* do sistema, como teoria e projeto de filtros analógicos e filtros digitais, análise de sinais digitais e modo de operação de placas de aquisição de dados.

No Capítulo III é apresentada a estrutura, principais rotinas, características e funções do sistema ANALISA para operação à nível de usuário.

No Capítulo IV são apresentados os resultados obtidos e discussão.

No Capítulo V são apresentadas as conclusões e as sugestões



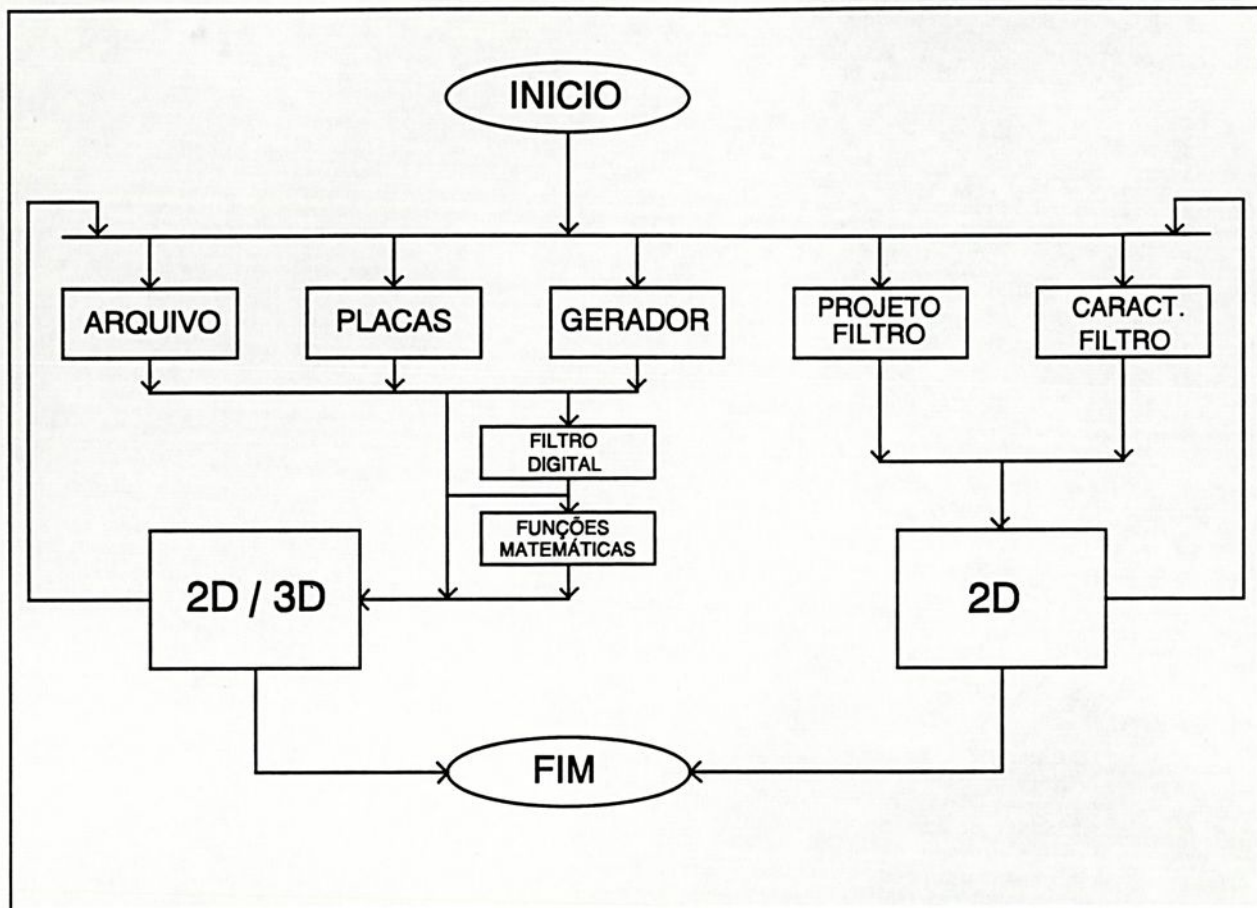


FIGURA I.1 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA ANALISA

para trabalhos futuros.

São apresentados ainda quatro apêndices. O Apêndice A descreve todos os programas do sistema ANALISA e a configuração utilizada; os Apêndices B e C apresentam as características técnicas das placas de aquisição de dados AT-MIO-16F-5 e PCL-711B respectivamente. O Apêndice D faz a descrição do procedimento para alteração da rotina expansão.

## CAPÍTULO II - FUNDAMENTOS TEÓRICOS

São apresentados neste capítulo os fundamentos teóricos necessários ao entendimento do *hardware* e *software* do sistema desenvolvido. A abordagem adotada é suscinta, atendo-se apenas nos itens que apresentam uma relevância maior para a compreensão do programa.

### II.1 - FILTROS ANALÓGICOS

#### II.1.1 - INTRODUÇÃO

Filtros analógicos são necessários na etapa de condicionamento do sinal analógico, na entrada do conversor A/D, para realizar a atenuação de sinais de frequência superior à metade da taxa de amostragem. Como será mostrado adiante, estas componentes de frequência geram imagens espectrais em baixa frequência, mascarando portanto o sinal real num fenômeno conhecido como *aliasing*. Pode-se ainda usar os filtros para rejeitar um componente ruidoso de frequência conhecida, como, por exemplo, a componente de 60Hz da fonte de alimentação. No equacionamento será destacado apenas o projeto de filtros passa-baixas, que neste caso serão filtros *anti-aliasing*. Caso as faixas de frequência do sinal sejam bem conhecidas, o filtro *anti-aliasing* poderá ser dispensado [7].

#### II.1.2 - FILTROS ANALÓGICOS

Filtros analógicos são circuitos utilizados para modificar o espectro de frequência de um sinal elétrico. Os objetivos básicos da filtragem são: melhorar a qualidade de um sinal, extrair informação de sinais ou separar dois ou mais sinais previamente combinados. A relação entre os sinais de saída e entrada do filtro em função da frequência é chamada de resposta em frequência. Esta variação pode ser representada matematicamente por meio da função de transferência  $H(s)$ , sendo  $s$  um valor complexo. A função de transferência é uma função complexa e pode, portanto ser dividida



em módulo e fase; o módulo da resposta, denotado por  $|H|$  é a relação entre as amplitudes dos sinais na saída e na entrada do filtro. A fase da resposta indica o desvio de fase ocorrido no sinal de saída em relação ao sinal de entrada.

### II.1.3 - RESPOSTAS EM FREQUÊNCIA MAIS COMUNS

Há quatro tipos básicos de respostas em frequência de filtros, a saber, passa-baixa, passa-alta, passa-banda e rejeita-banda. Analisando o caso ideal, o sinal de saída tem ganho unitário para a faixa de frequência passante e ganho nulo ou atenuação completa para os sinais com frequência na faixa atenuada. A frequência em que ocorre a transição é chamada de frequência de corte  $f_c$ .

Os filtros reais apresentam resposta em frequência mais suave e inclinação assintótica inferior a  $90^\circ$ , próximo da frequência de corte. Os desvios do filtro real em relação ao filtro ideal são chamados de bandas. A faixa de frequência que passa pelo filtro com pouca ou nenhuma atenuação é chamada de banda passante que, no caso do filtro passa-baixa, estende-se de zero até a frequência de corte. O ganho não é estritamente constante na banda passante sendo a máxima variação do ganho denotada por  $A_{max}$  e é expresso em decibéis. Se a banda passante exibir ripple,  $A_{max}$  é chamado de máximo ripple na banda passante. Após a frequência de corte, existe a banda atenuada, que representa a região de atenuação substancial. A banda atenuada é usualmente especificada em termos de alguma atenuação mínima permissível. A frequência na qual a banda atenuada começa é chamada de  $f_s$ . A região de frequência delimitada por  $f_c$  e  $f_s$  é chamada de banda de transição.

Somente o filtro passa-baixa será destacado no equacionamento a seguir, tendo em vista sua utilização como filtro *anti-aliasing*.

### II.1.4 - FILTROS PASSIVOS E ATIVOS

Filtros analógicos construídos somente com resistores, indutores e capacitores são chamados de filtros passivos. Com o surgimento do conceito de realimentação, o amplificador operacional foi incorporado nos circuitos de filtros, tornando realizável



qualquer resposta obtida por filtros passivos, sem o uso de indutores. O amplificador operacional pode tirar energia da fonte de tensão e injetá-la no circuito, compensando assim a perda de energia nos elementos resistivos. Amplificadores operacionais são chamados de elementos ativos devido à essa característica, os filtros com amplificadores operacionais são chamados de filtros ativos.

### II.1.5 - FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

Filtros são implementados com dispositivos que apresentam características dependentes da frequência, como capacitores e indutores. O comportamento de um filtro é caracterizado unicamente por sua função de transferência  $H(s)$ .

Toda função de transferência realizável pode ser colocada na forma de funções racionais de  $s$  como  $H(s) = N(s)/D(s)$ , onde  $N(s)$  e  $D(s)$  são polinômios adequados em  $s$  com coeficientes reais e a ordem de  $N(s)$  nunca deve exceder a de  $D(s)$ . A ordem de  $D(s)$  é de significado especial e é chamada de ordem do filtro. Os zeros de  $N(s)$  e  $D(s)$  são chamados respectivamente de zeros e polos de  $H(s)$ . Um princípio fundamental da teoria de controle é que todos os polos devem estar na metade esquerda do plano complexo para o circuito ser estável.

### II.1.6 - GRÁFICOS DE BODE

As faixas de frequência e magnitude para se realizar a caracterização e projeto de um filtro podem ser bastante amplas, da ordem de 1:1000. A fim de permitir a visualização de detalhes com clareza, tanto a magnitude da resposta em frequência como a frequência podem ser calculadas em escala logarítmica, dada por:

$$H_{dB} = 20 \cdot \log_{10} |H| \quad \text{II.1}$$

Desta forma valores grandes serão atenuados e valores pequenos serão destacados.



## II.1.7 - FILTROS ATIVOS PASSA-BAIXA DE PRIMEIRA ORDEM

Considere um amplificador inversor. Colocando um capacitor em paralelo com o resistor de realimentação e fazendo com que os resistores tenham o mesmo valor, obtém-se um filtro passa-baixa com ganho unitário. Sua função de transferência é dada por:

$$H = H_0 \frac{1}{1 + j(f/f_c)} \quad \text{II.2}$$

onde

$$H_0 = -1 \quad \text{II.3}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

$H_0$  é chamado de ganho cc e  $f_c$  é a frequência de corte do filtro. Para baixas frequências, a resposta em frequência é igual ao ganho cc ou 1. Para altas frequências, a relação  $f/f_c$  torna-se significativa e a resposta apresentará uma inclinação assintótica de -20 dB/década, ou seja uma atenuação por um fator de 10 para cada aumento em 10 na frequência. Quando  $f=f_c$ , o ganho é igual a 0,707 ou atenuação de 3dB. O circuito e sua resposta é apresentado na Figura II.1.

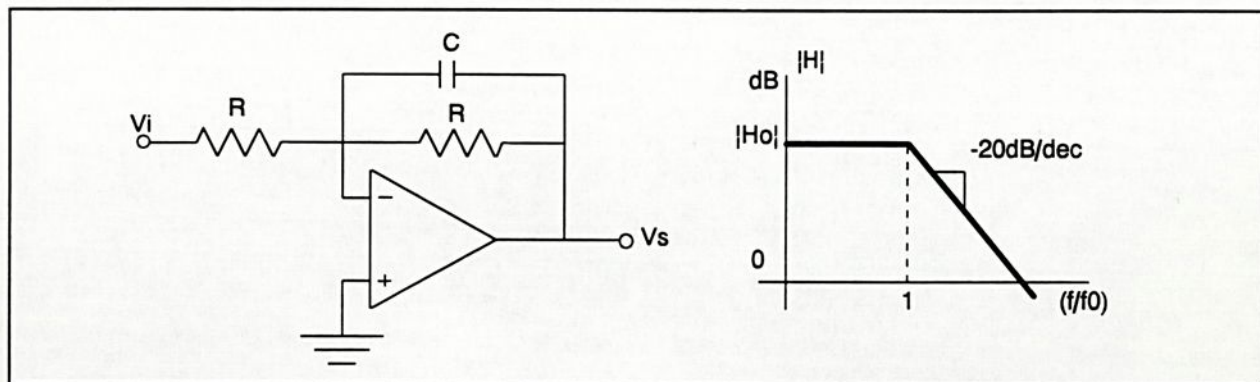


FIGURA II.1 - FILTRO PASSA-BAIXA DE PRIMEIRA ORDEM COM GANHO

O desvio de fase que o sinal analógico sofrerá ao passar pelo filtro de primeira ordem na configuração dada na Figura II.1 pode ser calculado pela Equação II.2. O desvio de fase será de  $180 - \tan^{-1}(f/f_c)$ . O desvio de fase de 180 graus pode ser compensado utilizando um amplificador inversor em cascata com ganho unitário

(em relação ao circuito da Figura II.1 basta retirar o capacitor e escolher dois resistores na faixa de 10k a 100k  $\Omega$ ).

### II.1.8 - FILTROS ATIVOS PASSA-BAIXA DE SEGUNDA ORDEM

Todo filtro passa-baixa de segunda ordem pode ser posto na seguinte forma padrão:

$$H(jf/f_c) = H_{OLP} H_{LP}(jf/f_c) \quad \text{II.4}$$

onde  $H_{OLP}$  é chamado de ganho cc e  $H_{LP}$  é dado por:

$$H_{LP} = \frac{1}{1 - (f/f_c)^2 + (j/Q)(f/f_c)} \quad \text{II.5}$$

Para baixas frequências, o ganho é aproximadamente 1; para frequência elevadas, ocorre um inclinação de 40 dB/década, ou seja, o dobro da inclinação do filtro de primeira ordem. Para  $f/f_c = 1$ , as duas assíntotas anteriores se encontram de modo que  $|H|_{dB} = Q_{dB}$ , indicando que próximo desta região haverá uma família de curvas, dependendo do valor de  $Q$ . Para  $Q = 0,707$  a resposta será suave, sem *overshoot* na banda passante. Valores superiores à 0,707 produzirão *overshoots* e valores inferiores apresentarão um atenuação maior na frequência de corte.

O desvio de fase do sinal de saída, devido ao filtro de segunda ordem, pode ser calculado tomando-se o negativo do arco tangente da parte real sobre a parte imaginária do denominador da equação II.5.

Um circuito de filtro ativo passa-baixa de segunda ordem é o Sallen-Key de ganho unitário, apresentado na Figura II.2.

A resposta em frequência deste circuito é aquela dada pela Equação II.1, com  $H_{OLP}$  igual a 1 e  $f_c$  e  $Q$  dados pelas Equações II.6 e II.7

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}RC} \quad \text{II.6}$$



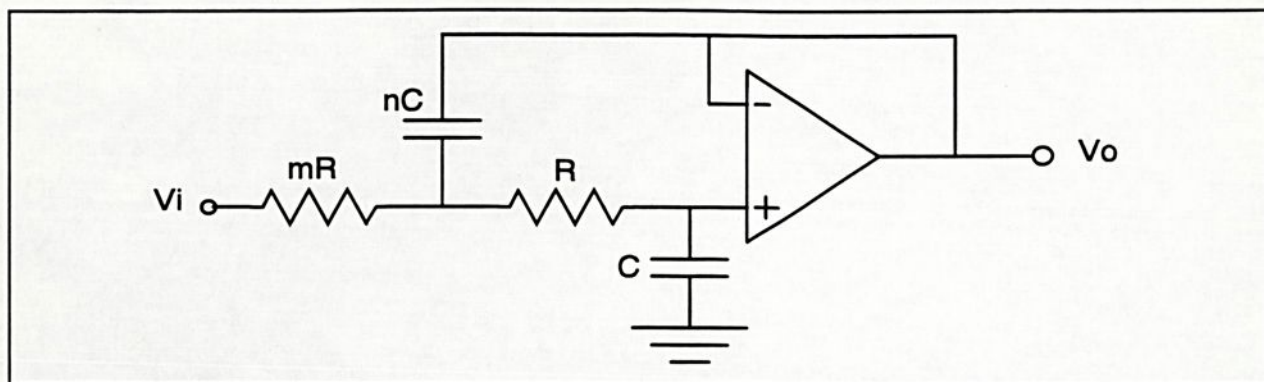


FIGURA II.2 - FILTRO PASSA-BAIXA DE SEGUNDA ORDEM SALLEN-KEY COM GANHO UNITÁRIO

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1}$$

II.7

### Procedimento de Projeto de Filtros Sallen-Key

Será apresentado a seguir o procedimento de projeto de cada estágio, dado  $f_c$  e  $Q$  (tabelados em [7]). Os valores de resistores e capacitores são aproximados para valores comerciais para facilitar a implementação do circuito.

- 1 - Comece com dois resistores iguais ( $m=1$ ), na faixa de  $10k\ \Omega$  a  $100k\ \Omega$ . Chame este valor de  $R^*$ ;
- 2 - Calcule  $C^* = 1/(4\pi Q f_c R^*)$ ;
- 3 - Calcule  $n^* = 4Q^2$ ;
- 4 - Ache na tabela de capacitância valores mais próximos de  $C$  e  $nC$ , de modo que  $C$  seja aproximadamente igual a  $C^*$  e  $n$  maior ou igual a  $n^*$ ;
- 5 - Use o novo valor de  $n$  para calcular a quantidade  $k = n/Q^2 - 2$ . Então calcule  $m = [k + (k^2 - 4)^{1/2}] / 2$ ;
- 6 - Calcule  $R = 1/[2\pi f_c C(mn)^{1/2}]$ ;
- 7 - Selecione, da tabela de valores comerciais de resistência, os valores mais próximos de  $R$  e  $mR$ .

#### II.1.9 - FILTROS ATIVOS PASSA-BAIXA DE ORDEM ELEVADA

Caso os sinais a serem rejeitados estejam muito próximos

daqueles que devem ser preservados, as características de corte de um filtro de primeira ou segunda ordem podem não ser suficientemente inclinada e filtros de ordem superior serão necessário para atender as especificações. Quanto maior a ordem do filtro mais próxima é sua resposta em relação à resposta ideal, com corte abrupto após a frequência de corte.

Diversos tipos de filtros foram desenvolvidos, tendo seus coeficientes sidos determinados e tabulados. Entre estes incluem-se os filtros Butterworth, Chebyshev, Bessel etc.

Os filtros Butterworth maximizam a parte plana de magnitude da resposta na banda passante e apresentam inclinação assintótica de  $-20n$  dB/década na banda atenuada, onde  $n$  é a ordem do filtro. Para projetar filtros com resposta Butterworth deve-se estabelecer a frequência de corte  $f_c$  e a ordem do filtro  $n$ .

Os filtros Chebyshev maximizam a inclinação na banda de transição, introduzindo ripple na banda passante. A inclinação assintótica é igual à do filtro Butterworth e no projeto devem ser estabelecidos valores de  $f_c$ ,  $n$  e  $A_{max}$ , o máximo ripple na banda passante.

O desvio de fase total é igual a soma dos desvios de fase de cada estágio.

#### **Projeto em Cascata**

Este método realiza a implementação de um filtro de ordem  $n$  pela interligação em série ou cascata de  $n/2$  estágios de segunda ordem se  $n$  é par e  $(n-1)/2$  estágios de segunda ordem e 1 estágio de primeira ordem se  $n$  é ímpar. Para o estágio de primeira ordem deve-se ter apenas a frequência de corte  $f_c$  e para cada estágio de segunda ordem é necessário o valor de  $f_c$  e  $Q$  da seção. Este dados são tabulados nos arquivos butter.tab, bessel.tab, cheby01.tab e cheby1.tab.

Filtros Butterworth e Bessel são tabulados para diferentes valores de  $n$  e filtros Chebyshev em função de  $n$  e  $A_{max}$ . As frequências são expressas na forma normalizada em relação à frequência de corte, bastando, portanto multiplicar a frequência tabelada pela frequência de corte do projeto.



## II.2 - FILTROS DIGITAIS

### II.2.1 - INTRODUÇÃO

Um filtro digital é um algoritmo matemático implementado em hardware ou software que atua em um sinal de entrada digital para produzir um sinal de saída também digital. Filtros digitais operam sobre sinais analógicos digitalizados ou números representando alguma variável, armazenados na memória do computador.

A filtragem digital é uma ferramenta importante que permitirá atenuar faixas de frequência que não são relevantes para a análise do sinal [8], [9] e [10].

Um diagrama de blocos simplificado de um sistema de filtro digital de tempo quase real com entradas e saídas analógicas é apresentado na figura a seguir:

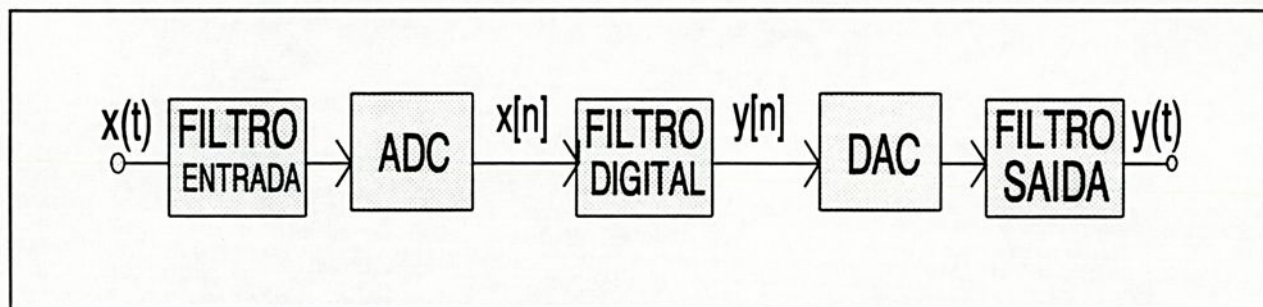


FIGURA II.3 - SISTEMA DE FILTRO DIGITAL EM TEMPO QUASE REAL

Um sinal analógico de banda limitada é amostrado periodicamente e convertido em uma série de amostras digitais  $\{x[n]\}$ ,  $n=0, 1, \dots$ . O processador digital implementa a operação de filtragem, mapeando a sequência de entrada,  $x[n]$  na sequência de saída  $y[n]$ , de acordo com o algoritmo computacional do filtro. O conversor digital-analógico converte a saída filtrada digitalmente em valores analógicos que são então filtrados analogicamente para alisar e remover componentes de alta frequência não desejados.

Comparados com os filtros analógicos, eles são preferidos em diversas aplicações devido a uma ou mais das seguintes vantagens.

- filtros digitais podem ter características que não são possíveis com filtros analógicos, tal como resposta de fase linear;
- o desempenho de filtros digitais não variam com mudanças ambientais tais como temperatura, idade etc.. Isto elimina a

necessidade de calibração periódica;

- a resposta em frequência do filtro digital pode ser automaticamente ajustada se a implementação usar um processador programável;

- diversos sinais de entrada ou canais podem ser filtrados por apenas um filtro digital, sem a necessidade de duplicar o sistema;

- ambos os sinais, filtrado e não-filtrado, podem ser armazenados;

- a precisão de filtros analógicos é restrita; por exemplo, a máxima atenuação conseguida em filtros analógicos ativos está entre 60 e 70 dB, utilizando dispositivos especiais; com filtros digitais a precisão é limitada somente pela extensão das variáveis usadas;

- o desempenho dos filtros digitais tem repetibilidade absoluta;

- filtros digitais podem ser usados em uma faixa ampla de frequências, desde muito baixas até altas simplesmente mudando a frequência de amostragem.

A seguir são listadas as principais desvantagens dos filtros digitais comparados com os filtros analógicos.

- limitação de velocidade: a máxima largura de banda do sinal que filtros digitais podem tratar em tempo quase real é muito menor que a banda dos filtros analógicos. Em situações de tempo quase real, o processo de conversão analógica para digital introduz uma restrição de velocidade no desempenho do filtro digital. O tempo de conversão do ADC e o tempo de "setagem" do DAC limita a maior frequência que pode ser processada. Além disso, a velocidade de operação de um filtro digital depende da velocidade do processador usado e o número de operações aritméticas que devem ser desenvolvidas pelo algoritmo de filtragem, aumentando conforme a resposta do filtro torna-se mais inclinada.

- tempos de desenvolvimento e projeto longo: os tempos de desenvolvimento e projeto de filtros digitais, especialmente em hardware, pode ser muito maior que o tempo de desenvolvimento de filtros equivalentes analógicos. Contudo, uma vez desenvolvido, o hardware e/ou software pode ser usado para outro tipo de filtro ou tarefa de processamento digital de sinal (PDS) com pequenas ou



nenhuma modificação. Bons pacotes de projeto auxiliado por computador podem tornar o projeto de filtros digitais uma tarefa agradável, mas conhecimento sobre projeto é necessário para fazer uso efetivo e completo de tal auxílio.

## II.2.2 - OS TIPOS DE FILTROS DIGITAIS: FIR E IIR

Filtros digitais são divididos em duas classes: resposta infinita ao impulso (*infinite impulse response-IIR*) e resposta finita ao impulso (*finite impulse response-FIR*). Cada tipo de filtro, em sua forma básica, pode ser representada por sua sequência de resposta ao impulso,  $h[k]$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$ , com  $N$  sendo a ordem do filtro, conforme a figura a seguir:

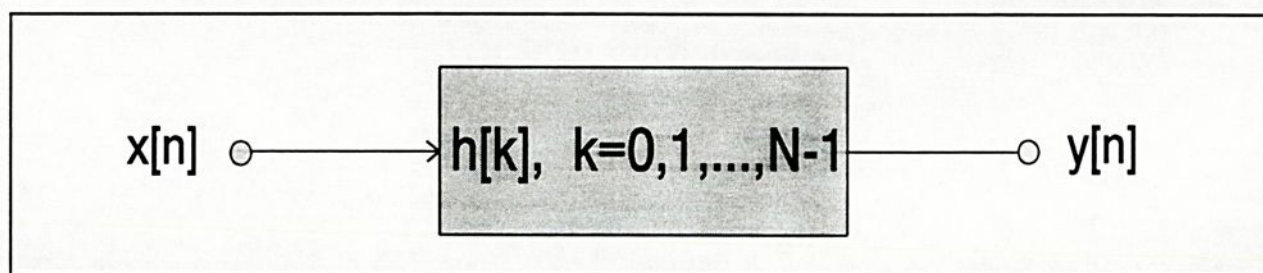


FIGURA II.4 - REPRESENTAÇÃO DO FILTRO DIGITAL

Os sinais de entrada e saída do filtro são relacionados pela somatória da convolução, que é dada pela Equação II.8 para o filtro IIR e Equação II.9 para o filtro FIR.

$$y[n] = \sum_{k=0}^{\infty} h[k] x[n-k] \quad \text{II.8}$$

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] x[n-k] \quad \text{II.9}$$

Destas equações observa-se que, para os filtros IIR, a resposta ao impulso é de duração infinita enquanto que para o filtro FIR, tem somente  $N$  valores. Na prática, é impossível computar a saída do filtro IIR usando a equação II.8 pois o comprimento da resposta ao impulso é muito longa. Ao invés disso, a equação do filtro IIR é expressa em uma forma recursiva como:

$$y[n] = \sum_{k=0}^N a_k x[n-k] - \sum_{k=1}^M b_k y[n-k] \quad \text{II.10}$$

onde  $a_k$  e  $b_k$  são os coeficientes do filtro. Assim, Equações II.9 e II.10 são as equações diferenças do filtro FIR e IIR respectivamente. Estas equações, e em particular a determinação dos valores de  $h[k]$  para filtros FIR e  $a_k$  e  $b_k$  para filtros IIR, são os objetivos dos projetos de filtros. Na Equação II.10, a amostra da saída atual,  $y[n]$  é uma função das saídas passadas, bem como das amostras de entrada passadas e atual, ou seja, o filtro IIR é um sistema realimentado. Isto deve ser comparado com a equação do filtro FIR no qual a amostra de saída atual,  $y[n]$  é uma função somente dos valores de entrada passados e presente. Note que, se  $b_k$  é igual a zero, a Equação II.10 reduz-se a Equação II.9, do filtro FIR.

### II.2.3 - ESCOLHA ENTRE FILTROS FIR E IIR

A escolha entre filtros FIR e IIR depende das vantagens relativa dos dois tipos de filtro.

1 - Filtros FIR podem ter resposta de fase exatamente linear. A implicação disto é que nenhuma distorção de fase é introduzida no sinal pelo filtro. Isto é uma característica importante em muitas aplicações. A resposta de fase de filtro IIR é não-linear, especialmente nas proximidades da transição entre a banda passante e a banda atenuada.

2 - Filtros FIR realizados não-recursivamente, ou seja, pela direta implementação da Equação II.9 são sempre estáveis. A estabilidade do filtro IIR não pode ser sempre garantida.

3 - Os efeitos de usar um número limitado de bits (resolução) para implementar filtros tais como ruído de arredondamento e erros de quantização de coeficientes são muito menos severos em filtro FIR que em filtros IIR.

4 - Filtros FIR requerem mais coeficientes para filtros mais inclinados. Assim, para uma dada especificação de resposta de amplitude, maior tempo de processamento e armazenamento serão



exigido para implementação de filtro FIR.

5 - Filtros analógicos podem ser prontamente transformados em filtros digitais IIR equivalentes encontrando especificações similares. Isto não é possível com filtro FIR já que não possuem um equivalente analógico. Apesar disso, com filtro FIR é mais fácil sintetizar filtros de resposta em frequência arbitrária.

6 - Em geral, filtros FIR são algebricamente mais difícil para sintetizar se suportes computacionais adequados não forem disponíveis.

Das condições levantadas anteriormente, uma indicação geral de quando se deve usar filtro FIR ou IIR pode ser como a seguir:

- Use IIR quando exigências importantes são frequências de corte e da banda passante muito próximas (alta inclinação);
- Use filtros FIR se o número de coeficientes do filtro não for muito grande e em particular se pouca ou nenhuma distorção de fase for desejada.

Tendo em vista aplicações de análise de sinais aplicados a sistemas de vibrações mecânicos, deve-se utilizar filtros FIR, uma vez que informações de fase devem ser preservadas.

#### **II.2.4 - ETAPAS NO PROJETO DE FILTROS DIGITAIS**

O projeto de filtros digitais envolve cinco etapas básicas:

- 1 - especificação das características do filtro;
- 2 - cálculo de coeficientes do filtro;
- 3 - representação do filtro por uma estrutura adequada;
- 4 - análise dos efeitos do tamanho de registrador finito no desempenho do filtro;
- 5 - implementação do filtro em software e/ou hardware.

As cinco etapas não são necessariamente independentes, nem devem ser sempre seguidas na ordem dada. Para se obter um filtro eficiente, pode ser necessário a interação entre as etapas, especialmente se a especificação não é muito restritiva. Segue-se uma discussão das etapas descritas.



## Etapa 1 - Especificação das Características dos Filtros

Devem ser especificadas: (i) características do sinal (tipos de fonte de sinal e a saída, interface de entrada e saída, a largura e a taxa de dados e a maior frequência de interesse), (ii) as características do filtro (resposta de amplitude e/ou fase e suas tolerâncias, a velocidade de operação e modos de filtragem (tempo quase real ou arquivo), (iii) o modo de implementação e (iv) outras restrições de projeto.

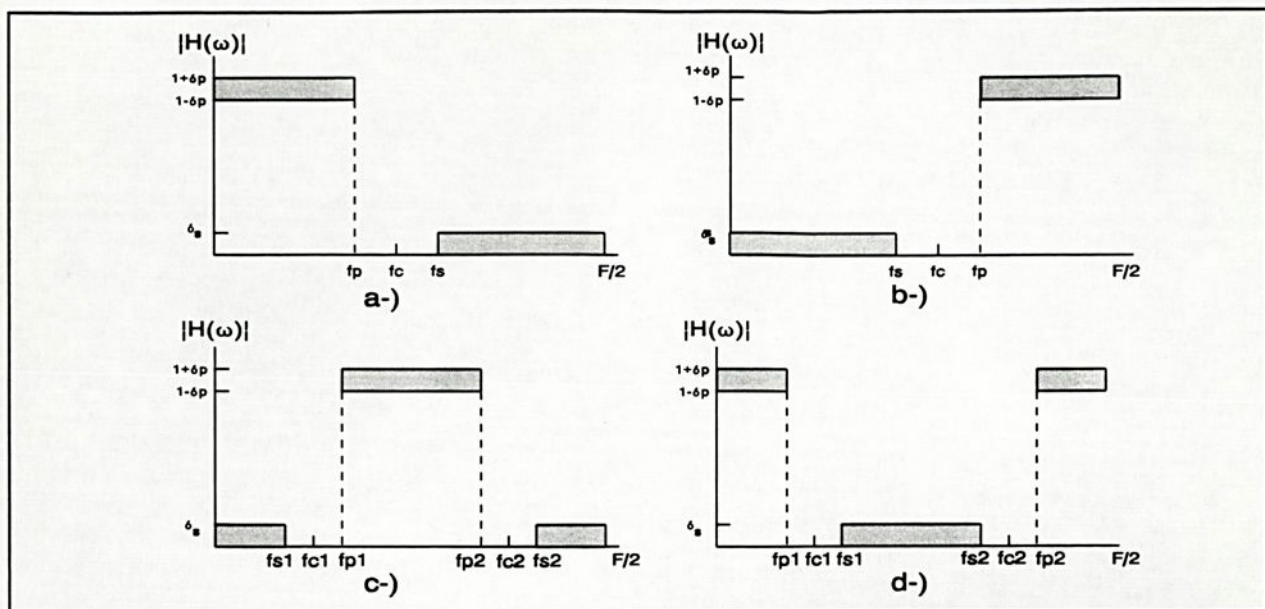
Embora as exigências acima sejam dependentes da aplicação, será útil observar alguns aspectos do item (ii). As características de filtros digitais são frequentemente especificadas no domínio da frequência. Para filtros com seletividade de frequência, tal como passa-baixa e passa-banda, as especificações são dadas na forma de esquemas de tolerância. Na banda passante, a magnitude da resposta tem um desvio do pico de  $\delta_p$  e na banda atenuada, tem um desvio máximo de  $\delta_s$ .

A extensão da banda de transição determina quão próximo do ideal o filtro é. A magnitude da resposta decresce monotonicamente da banda passante para a banda atenuada nesta região. Os parâmetros básicos de interesse são  $\delta_p$  para o desvio na banda passante,  $\delta_s$  para o desvio na banda atenuada,  $f_p$  para frequência de canto da banda passante e  $f_s$  para frequência de canto da banda atenuada. As frequências são geralmente dadas na forma normalizada, ou seja, como uma fração da frequência de amostragem ( $f/F$ ). Para filtros passa-banda e rejeita-banda deve ser indicada as frequências da banda passante e da banda rejeitada, inferior e superior, sendo respectivamente,  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}$ ,  $f_{s1}$ ,  $f_{s2}$ . Estes parâmetros estão indicados na Figura II.5.

Desvios na banda passante e na banda atenuada podem ser expressos como números ordinários ou em decibéis, quando é especificado o ripple na banda passante ( $A_s$ ) e a mínima atenuação na banda rejeitada ( $A_p$ ). As relações entre  $\delta_p$  e  $A_p$  e entre  $\delta_s$  e  $A_s$  são:

A resposta de fase de filtros digitais não é frequentemente tão meticulosamente especificada como a resposta da magnitude. Em muitos casos é suficiente indicar que resposta com fase linear é





**FIGURA II.5 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA IDEALIZADA DOS FILTROS: A- PASSA-BAIXA, B- PASSA-ALTA, C-PASSA-BANDA, D-REJEITA BANDA**

$$A_s = -20 \log_{10} \delta_s$$

II.11

$$A_p = 20 \log_{10} (1 + \delta_p)$$

desejável.

### Etapa 2: Cálculo dos Coeficientes

Nesta etapa seleciona-se um dos diversos métodos de aproximação e calcula-se os valores dos coeficientes,  $h[k]$  para filtros FIR e  $a_k$  e  $b_k$  para filtros IIR, de forma que as características do filtro dadas na etapa anterior sejam atendidas.

Há diversos métodos de cálculo dos coeficientes do filtro FIR, como o método de janelamento, o método de frequência de amostragem e o método ótimo. O método de janelamento oferece um modo simples e flexível de cálculo dos coeficientes dos filtros FIR, mas não permite ao projetista um controle adequado sobre os parâmetros do filtro. A principal atração do método de frequência de amostragem é que ele permite uma realização recursiva dos filtros FIR que pode ser muito eficiente computacionalmente. Contudo, não há flexibilidade na especificação ou controle dos parâmetros do filtro. Com a disponibilidade de um eficiente programa, o método ótimo é largamente usado na indústria e, para a maioria das

aplicações, irá produzir o melhor filtro FIR. Desta forma, o método ótimo deve ser o método de primeira escolha a não ser que aplicações particulares indiquem o contrário ou que pacotes de projeto não sejam disponíveis.

### Etapa 3 - Representação do Filtro por uma Estrutura Adequada

A realização envolve a conversão de uma dada função de transferência  $H[z]$  em uma estrutura de filtro adequada.

Blocos ou diagramas de fluxos são frequentemente utilizados para descrever a estrutura de filtros e mostram o procedimento computacional para se implementar o filtro digital. A estrutura de filtros FIR mais utilizada é a forma direta ou transversal, dada na figura a seguir, devido a sua simplicidade de implementação.

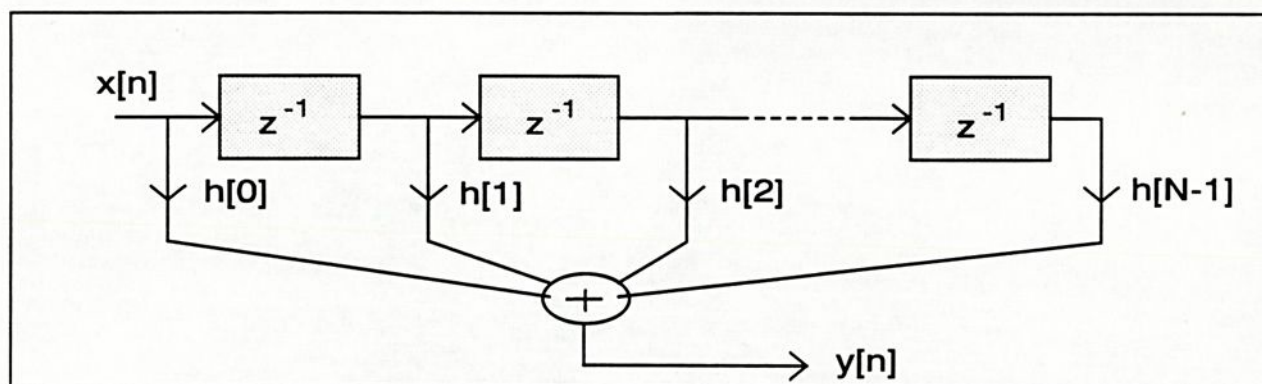


FIGURA II.6 - ESTRUTURA DE REALIZAÇÃO DE FILTROS FIR

### Etapa 4 - Análise dos Efeitos da Aritmética Finita

As etapas 2 e 3 pressupõem a utilização de precisão muito alta ou infinita nos cálculos. Contudo, nas implementações reais é necessário representar os coeficientes dos filtros utilizando limitado número de bits, tipicamente de 8 a 16; as operações aritméticas indicadas na equação diferença usam também precisão aritmética finita. O efeito de se usar um número finito de bits é a degradação do desempenho do filtro que, em alguns casos, torna-o inútil.

Dependendo de como o filtro é implementado, alguns destes efeitos podem ser insignificantes, por exemplo, quando implementado em linguagens de alto nível. Para sistemas de processamento em tempo quase real é quase sempre necessário analisar os efeitos da



quantização no desempenho do filtro.

### **Etapa 5 - Implementação do filtro**

Tendo calculado os coeficientes do filtro, escolhido uma estrutura adequada, a equação diferença deve ser implementada como uma rotina de software ou em hardware. Não importa o método de implementação, a saída do filtro deve ser calculada, para cada amostra, de acordo com sua equação diferença, assumindo a implementação no domínio do tempo.

O cálculo de  $y[n]$  envolve somente multiplicação, adição/subtração e atrasos. Assim, para a implementação do filtro, são necessários os seguintes blocos básicos:

- memória para armazenamento dos coeficientes do filtro;
- memória para armazenamento das entradas presente e passada e as saídas, ou seja,  $\{x[n], x[n-1], \dots\}$  e  $\{y[n], y[n-1], \dots\}$ ;
- multiplicadores de hardware ou software;
- somadores ou unidade lógicas-aritméticas.

O projetista fornece estes blocos básicos e também garante que eles sejam adequadamente configurados para a aplicação. O modo no qual os componentes são configurados dependem da forma de processamento, seja em tempo quase real ou não. No processamento em tempo não-real, o dado completo já está disponível em algum tipo de memória. Neste caso, o filtro é frequentemente implementado em uma linguagem de alto nível e é executado em computadores pessoais, onde os blocos básicos já estão configurados.

No processamento em tempo quase real, é exigido do filtro ou (i) operar sobre a entrada presente  $x[n]$  para produzir amostra atual de saída  $y[n]$ , antes que a próxima entrada chegue, ou seja, dentro do período entre as amostras, ou (ii) operar sobre um bloco de dados de entrada, usando um algoritmo FFT por exemplo, para produzir um bloco de saída de dados com o período proporcional ao tamanho do bloco. Filtragem em tempo quase real pode requerer hardware rápido e dedicado se a taxa de amostragem é muito alta ou se o filtro for de ordem alta. Tais processadores específicos são chamados de DSP (Digital Signal Processor) e têm todos os blocos básicos destacados inicialmente.



## II.2.5 - O MÉTODO DE JANELAMENTO PARA OBTENÇÃO DOS COEFICIENTES DO FILTRO FIR.

Neste método é usado o fato de que a resposta em frequência do filtro  $H_D(f)$  e a correspondente resposta ao impulso,  $h_D(k)$  são relacionadas pela transformada de Fourier inversa:

$$h_D(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} H_D(f) e^{j2\pi f k} df \quad \text{II.12}$$

O subscrito D é usado para distinguir entre as respostas ao impulso ideal e prática. A necessidade desta distinção irá se tornar clara. Caso se conheça  $H_D(f)$  pode-se obter  $h_D(k)$  pelo cálculo da transformada inversa. Como ilustração suponha que se deseje projetar um filtro passa-baixa. Deve-se começar com a resposta ideal do filtro passa-baixa, onde  $f_c$  é a frequência de corte em hertz. Integrando a resposta de  $-f_c$  a  $f_c$ , a resposta ao impulso será dada por:

$$h_D(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 * e^{j2\pi f k} df = \frac{1}{2\pi} \int_{-f_c}^{f_c} e^{j2\pi f k} df \quad \text{II.13}$$

A resolução de II.13 resultará em:

$$h_D(k) = \begin{cases} \frac{\sin(2\pi f_c k)}{\pi k} & \text{se } k \neq 0, -\infty \leq k \leq \infty \\ 2f_c & \text{se } k = 0 \end{cases} \quad \text{II.14}$$

A resposta ao impulso para filtros passa-alta, passa-banda e rejeita banda são obtidas do caso passa-baixa e são sumarizadas na Tabela II.1, apresentada no final do item II.2.

A resposta ao impulso para o filtro passa-baixa é simétrica em torno de  $k=0$ , ou seja,  $h_D(k) = h_D(-k)$ , de forma que o filtro terá resposta de fase linear. Diversos problemas práticos com este método simples são aparentes. O mais importante destes é que, apesar de  $h_D(k)$  decrescer conforme aumenta a distância de  $k=0$ , ela teoricamente chegaria à zero para  $k = \pm \infty$ , ou seja, não seria um filtro FIR.



Uma solução óbvia é truncar a resposta ao impulso ideal fazendo  $h_d(k)$  igual à zero para  $k$  maior que um valor  $M$ . Contudo, isto introduz *ripples* e *overshoots* indesejáveis. Quanto mais coeficientes usar, mais próximo o espectro do filtro está em relação a resposta ideal. A truncagem direta de  $h_d(k)$  como descrita acima é equivalente à multiplicar a resposta ao impulso ideal por uma função de janelamento retangular.

No domínio da frequência isto é equivalente a convolução de  $H_d(f)$  e  $W(f)$ , onde  $W(f)$  é a transformada de Fourier de  $w(f)$ , a função de janelamento.  $W(f)$  tem a forma de  $\text{sen}(x)/x$ .

Um método prático de evitar estas oscilações é multiplicar a resposta ao impulso ideal por uma função de janelamento adequada, cuja duração é finita. Isto fará com que a resposta ao impulso caia suavemente a zero. A largura da transição é aumentada em relação à janela retangular.

A largura da transição de um filtro é determinado pela largura do lóbulo principal da janela. Os lóbulos laterais produzem *ripple* na banda passante e na banda atenuada.

A função de janelamento de Kaiser apresenta ótimos resultados e sua implementação computacional é relativamente simples. Será apresentado a seguir as especificações e o procedimento de projeto de filtros FIR utilizando a função janelamento de Kaiser [8] e [10].

#### II.2.6 - ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO DE FILTRO FIR

Para realizar o projeto de filtros FIR com janelamento de Kaiser são necessários as seguintes especificações:

1 - Tipo de filtro: passa-baixa, passa-alta, passa-banda e rejeita-banda;

2 - Frequências críticas de banda passante e banda atenuada em Hertz: para passa-baixa e passa-alta deve-se especificar  $f_p$  e  $f_s$ , respectivamente frequência passante e frequência atenuada; para filtros passa-banda e rejeita-banda devem ser especificadas as frequências da banda passante e da banda rejeitada, inferior e superior, sendo respectivamente  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}$ ,  $f_{s1}$  e  $f_{s2}$ .

3 - Ripple na banda passante e mínima atenuação na banda



rejeitada em decibéis positivos, sendo respectivamente  $A_p'$  e  $A_s'$ ;

4 - Frequência de amostragem  $F$  em Hertz;

5 - O filtro terá ordem ímpar.

### II.2.7 - PROCEDIMENTO DE PROJETO DE FILTROS FIR USANDO JANELAMENTO DE KAISER

1 - Determine  $\delta$  de acordo com o valor mínimo de  $\delta_p$  e  $\delta_s$  nas seguintes equações:

$$\delta_s = 10^{(-0.05 \cdot A_s')} \quad \delta_p = \frac{10^{(0.05 \cdot A_p')} - 1}{10^{(0.05 \cdot A_p')} + 1} \quad \text{II.15}$$

2 - Calcule  $A_s$  usando a equação:

$$A_s = -20 \cdot \log_{10} \delta \quad \text{II.16}$$

3 - Determine o parâmetro  $\alpha$  da equação de projeto empírica:

$$\alpha = \begin{cases} 0 & \text{se } A_s \leq 21 \\ 0.5842 (A_s - 21)^{0.4} + 0.07886 (A_s - 21) & \text{se } 21 < A_s \leq 50 \\ 0.1102 (A_s - 8,7) & \text{se } A_s > 50 \end{cases} \quad \text{II.17}$$

4 - Determine o parâmetro  $D$  da equação empírica:

$$D = \begin{cases} 0,9222 & \text{se } A_s \leq 21 \\ \frac{A_s - 7,95}{14,36} & \text{se } A_s > 21 \end{cases} \quad \text{II.18}$$

5 - Calcule a ordem do filtro para menor valor ímpar de  $N$  dado por:

$$N \geq \frac{F \cdot D}{\Delta F} + 1 \quad \text{II.19}$$

6 - Calcule o valor da resposta ao impulso modificada usando a equação:

$$h(k) = a_k(k) * h_d(k) \quad \text{para } |k| \leq \frac{N-1}{2} \quad \text{II.20}$$

onde  $a_k(k)$  são o termos da função de janelamento de Kayser e são



dados por:

$$a_x(k) = \begin{cases} \frac{I_0(\beta)}{I_0(\alpha)} & |k| \leq \frac{N-1}{2} \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad \text{II.21}$$

O parâmetro  $\alpha$  é uma variável determinada empiricamente no passo 3. O parâmetro  $\beta$  é expresso por:

$$\beta = \alpha \left[ 1 - \left( \frac{2 \cdot k}{N-1} \right)^2 \right]^{0.5} \quad \text{II.22}$$

e  $I_0[x]$  é calculado por:

$$I_0(x) = 1 + \sum_{j=1}^{\infty} \left[ \frac{1}{j!} \left( \frac{x}{2} \right)^j \right]^2 \quad \text{II.23}$$

Esta série converge rapidamente e  $j$  pode ser limitado a 25 termos.

7 - A função de transferência é dada por:

$$H(z) = z^{-(N-1)/2} \left[ h(0) + 2 \sum_{n=0}^{(N-1)/2} h(n) (z^n + z^{-n}) \right] \quad \text{II.24}$$

A magnitude da resposta do filtro pode ser obtida pela seguinte equação:

$$M(f) = h(0) + 2 \sum_{n=1}^{(N-1)/2} h(n) \cos(2\pi f n T) \quad \text{II.25}$$

Os termos  $h_p(k)$  e  $\Delta f$  são calculados conforme o tipo de filtro e são equacionados na Tabela II.1.



**TABELA II.1 - PARÂMETROS PARA CÁLCULOS DE FILTROS**

TIPO	$h_p(k)$ ( $k > 0$ )	$h_p(0)$	$\Delta F$
PASSA-BAIXA	$(2f_c/F) [\text{sen}(2\pi f_c k) / 2\pi f_c k]$	$2f_c/F$	$f_s - f_p$
PASSA-ALTA	$-(2f_c/F) [\text{sen}(2\pi f_c k) / 2\pi f_c k]$	$1 - (2f_c/F)$	$f_p - f_s$
PASSA-BANDA	$(1/k\pi) [\text{sen}(2\pi f_{c2} k) - \text{sen}(2\pi f_{c1} k)]$	$(2/F) (f_{c2} - f_{c1})$	$f_{p1} - f_{s1}$ ou $f_{s2} - f_{p2}$
REJEITA-BANDA	$(1/k\pi) [\text{sen}(2\pi f_{c1} k) - \text{sen}(2\pi f_{c2} k)]$	$(2/F) (f_{c1} - f_{c2})$	$f_{s1} - f_{p1}$ ou $f_{p2} - f_{s2}$

onde:

$$f_c = 0.5(f_s + f_p)$$

$$f_{c1} = f_{p1} - \Delta F/2$$

$$f_{c2} = f_{p2} - \Delta F/2$$

O valor de  $\Delta F$  para os filtros passa-banda e rejeita-banda na Tabela II.1 é o valor mínimo das diferenças indicadas.

## II.3 - ANÁLISE DE SINAIS

### II.3.1 - INTRODUÇÃO

Processos ou sinais reais são, em sua forma primitiva, grandezas contínuas. Desde o advento dos primeiros computadores, diversas tecnologias e algoritmos têm sido desenvolvido visando poder realizar análise sobre os sinais digitalizados. Na amostragem e digitalização alguns cuidados devem ser tomados, principalmente no que se refere ao fenômeno de *aliasing*, conforme previsto pelo Teorema da Amostragem.

Todos os sinais ou dados representando fenômenos físicos pode ser, de forma geral, classificados como determinísticos ou não-determinísticos (aleatórios). Sinais determinísticos são aqueles que podem ser descritos por uma relação matemática explícita, podendo-se portanto prever seus valores qualquer tempo futuro. Sinais aleatórios não podem ser descritos por uma relação



matemática, sendo impossível predizer seus valores futuros. Cada um dos tipos de sinais podem ainda ser subdivididos em várias outras classes. Serão apresentados os resultados matemáticos básicos, para os casos de sinais contínuos e sinais discretos conforme descrito em [2] e [3].

### II.3.2 - TEOREMA DA AMOSTRAGEM

Amostragem é a transformação de um sinal temporal contínuo para a forma discreta e é realizada por conversores A/D. Após a amostragem, o sinal analógico é representado apenas em tempos discretos, com o valor da amostra igual àquele do sinal analógico original no momento da conversão.

Segundo o Teorema da Amostragem, se a maior frequência presente num sinal a ser amostrado é  $f_{max}$ , então a frequência de amostragem deve ser, no mínimo, o dobro de  $f_{max}$ , para que o sinal digital contenha toda informação do sinal analógico original. Chamando  $F$  a frequência de amostragem deve-se ter:

$$F \geq 2 * f_{max} \quad \text{II.26}$$

O inverso da frequência da amostragem corresponde ao período de amostragem ou o tempo decorrido entre duas amostragem. O tempo total de aquisição corresponde ao produto do período de amostragem e o número de amostras. Por exemplo, para uma taxa de amostragem de 2kHz, o período de amostragem é de 0,5ms. Para aquisição de 1024 pontos tem-se um tempo total de aquisição de 0,512s. A máxima frequência presente no sinal é dada pelo teorema da amostragem e seria de 1kHz no exemplo acima. A mínima frequência é dada pelo inverso do tempo total de aquisição ou aproximadamente 2Hz e corresponde à variação de frequência entre os componentes adjacentes do cálculo discreto.

Amostragens à frequências menores que a taxa especificada pelo teorema da amostragem faz com que componentes de alta frequência apresentem-se como sinais de baixa frequência, num processo chamado *aliasing*. A atenuação de tais componentes de frequência indesejáveis é realizada através de filtros analógicos passa-baixa, colocados entre o sinal analógico e o conversor A/D.



O *aliasing* na digitalização do sinal pode ser facilmente compreendido fazendo a representação do sinal analógico no domínio da frequência. Quando o espectro do sinal analógico contém apenas componentes inferiores a  $F/2$ , o espectro do sinal digitalizado é idêntico ao espectro do sinal analógico. Quando na entrada ocorrer componentes de frequência entre  $F/2$  e  $F$ , tais componentes se espelharão sobre os componentes de  $F/2$  à 0 e componentes de  $F$  a  $1,5 \cdot F$  se sobreporão à 0 e  $F/2$ . Chamando de  $k$  um valor inteiro positivo, múltiplo da frequência de amostragem, as componentes de *aliasing* serão dadas por:

$$f_{aliasing} = kF - f_{sinal}, \quad \text{se } (k-1/2)F < f_{sinal} < kF \quad \text{II.27}$$

e

$$f_{aliasing} = f_{sinal} - kF, \quad \text{se } kF < f_{sinal} < (k+1/2)F \quad \text{II.28}$$

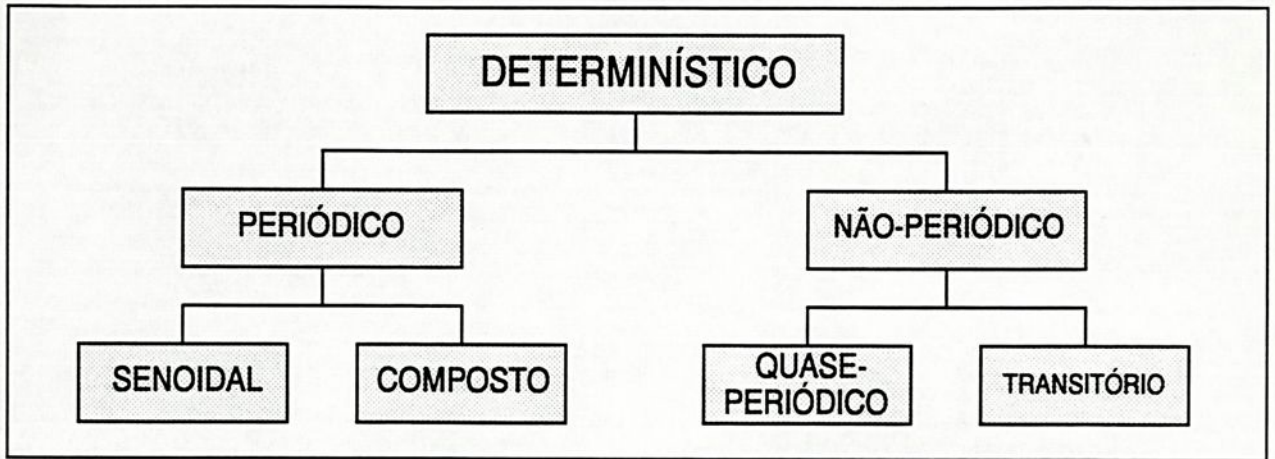
Por exemplo, suponha que  $F = 1000\text{Hz}$ . A máxima frequência possível que o sinal a ser digitalizado deve conter é de  $500\text{Hz}$ . Uma componente de  $600\text{ Hz}$  seria representada como uma de  $400\text{Hz}$  e uma componente de  $1100\text{ Hz}$  como de  $100\text{ Hz}$ . Um teste rápido para verificar se componentes de alta frequência estão presentes, pode ser feito aumentando a frequência de amostragem levemente e observando o comportamento dos componentes espectrais obtidos. Deve-se ainda testar outra condição, com frequência de amostragem inferior à primeira situação. Se nessas três alternativas todos os componentes apresentarem-se levemente deslocados no mesmo sentido e na mesma proporção, é que não há *aliasing*; se algum componente espectral desloca-se no sentido contrário dos demais ou em diferentes proporções, há componentes de frequência mais elevada que metade da frequência de amostragem. Quando se aumenta a frequência de amostragem os componentes espectrais deslocam-se para a esquerda e quando se diminui a frequência de amostragem os mesmos deslocam-se para a direita.

### II.3.3 - CLASSIFICAÇÃO DOS PROCESSOS DETERMINÍSTICOS

Processos ou dados determinísticos podem ser classificados



como periódicos e não-periódicos. Os dados determinísticos periódicos podem ser divididos em senoidais e composto e os dados determinísticos não-periódicos podem ser classificados em quase-periódicos e transitórios. A Figura II.7 ilustra a classificação dos dados determinísticos.



**FIGURA II.7 - CLASSIFICAÇÃO DE DADOS DETERMINÍSTICOS**

Processos periódicos senoidais são aqueles que podem ser definidos matematicamente por uma função dependente do tempo, na forma:

$$x(t) = X \sin(2\pi f_0 t + \theta) \quad \text{II.29}$$

onde  $X$  é a amplitude,  $f_0$  é frequência em Hertz,  $\theta$  é o ângulo de fase inicial e  $x(t)$  o valor instantâneo no tempo  $t$ . O espectro de frequência deste sinal periódico senoidal é composto de um componente de amplitude na frequência  $f_0$ .

Processos periódicos compostos são aqueles nos quais os dados podem ser definidos matematicamente por uma função dependente do tempo cuja forma de onda repete-se exatamente em intervalos regulares de tempo, de modo que  $x(t) = x(t \pm nT_p)$ , sendo  $T_p$  o período do sinal. Pode ser expandido em série de Fourier de acordo com a seguinte fórmula:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(2\pi n f_1 t) + b_n \sin(2\pi n f_1 t)] \quad \text{II.30}$$

onde:

Desta forma, um processo periódico composto consiste de um

$$f_1 = \frac{1}{T_p} \quad \text{II.31}$$

$$a_n = \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} x(t) \cos(2\pi n f_1 t) dt \quad n=1, 2, 3, \dots \quad \text{II.32}$$

$$b_n = \frac{2}{T_p} \int_0^{T_p} x(t) \sin(2\pi n f_1 t) dt \quad n=1, 2, 3, \dots \quad \text{II.33}$$

componente estático,  $a_0/2$  e um número infinito de componentes senoidais chamadas harmônicas, com diferentes amplitudes e fases. O espectro de um sinal deste tipo apresentará diversos componentes com amplitude diferentes em diferentes frequências. Os processos periódicos compostos são frequentemente encontrados nos fenômenos físicos.

Os processos determinísticos não-periódicos quase periódicos são aqueles formados pela adição de dois ou mais sinais senoidais com frequências arbitrárias. O espectro de frequência deste tipo de processo é similar àquele dos processos periódicos compostos, exceto que os componentes de frequência não são relacionados por números racionais.

Processos não-periódicos transitórios incluem todos os tipos de processos determinísticos que não se enquadram nas classificações anteriores. A representação espectral discreta não é possível e a representação espectral contínua é dada por:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad \text{II.34}$$

Exemplos destes sinais são as funções de amortecimento exponencial e senóide com amortecimento exponencial.

#### II.3.4 - CLASSIFICAÇÃO DOS PROCESSOS ALEATÓRIOS

Os processos aleatórios podem ser classificados com sendo estacionários e não-estacionários. Processos aleatórios estacionários podem ser classificados com sendo ergódicos e não-



ergódicos. A Figura II.8 apresenta a classificação dos sinais aleatórios.



FIGURA II.8 - CLASSIFICAÇÃO DE PROCESSOS ALEATÓRIOS

Nos processos aleatórios estacionários, as propriedades do fenômeno podem hipoteticamente ser descritas a qualquer instante do tempo pelo cálculo de valores médios de uma coleção de amostras chamada família, que descreve o processo. Como exemplo suponha que tenha sido realizado  $M$  medidas da grandeza  $x$ , obtendo-se as amostras  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ , ...,  $x_M(t)$ . O valor médio do processo aleatório no tempo  $t_1$  é calculado somando-se os valores de cada amostra da família no tempo  $t_1$  e dividindo o valor final pelo número de amostras. Em termos de formulação,

$$\mu_x(t_1) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M x_k(t_1) \quad \text{II.35}$$

De forma semelhante, a correlação entre os valores de um processo aleatório em dois tempos diferentes pode ser calculada pela média do produto de valores instantâneos em dois tempos,  $t_1$  e  $t_1 + \tau$ . A equação da correlação é:

$$R_x(t_1, t_1 + \tau) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M x_k(t_1) x_k(t_1 + \tau) \quad \text{II.36}$$

Para o caso onde  $\mu_x(t_1)$  e  $R_x(t_1, t_1 + \tau)$  não variam conforme o tempo  $t_1$  varia, o processo aleatório é dito ser levemente estacionário ou estacionário no sentido amplo. Nesses processos, o valor médio é constante e a função de correlação é dependente só do

deslocamento  $\tau$ , ou seja,  $\mu_x(t_1) = \mu_x$  e  $R_x(t_1, t_1 + \tau) = R_x(\tau)$ . Para o caso especial onde todos os possíveis momentos e momentos conjuntos são invariantes no tempo, o processo aleatório  $\{x(t)\}$  é dito ser fortemente estacionário ou estacionário no strictu sensu.

Processos aleatórios ergódicos são aqueles em que o valor médio e a função de autocorrelação de uma amostra são iguais aqueles valores calculados para a correspondente família, ou seja,  $\mu_x(k) = \mu_x$  e  $R_x(\tau, k) = R_x(\tau)$ . Somente um processo aleatório estacionário pode ser ergódico. Processos aleatórios são uma classe importante de sinais, um vez que todas as propriedades do sinal podem ser determinadas calculando-se as médias de uma única amostra e, na prática, representam uma ampla gama de fenômenos físicos. A maioria dos sinais de vibrações contém certa quantidade de sinais aleatórios e, portanto, suas características básicas e formulação serão apresentados mais detalhadamente adiante.

Processos aleatórios não-estacionários são todos aqueles processos que não atendem às exigências de estacionariedade, ou seja, as propriedades são dependentes do tempo.

### II.3.5 - PROPRIEDADES BÁSICAS DE DADOS ALEATÓRIOS

Quatro tipos de funções estatísticas são usados para descrever as características básicas de dados aleatórios: valor médio quadrático, função densidade de probabilidade, função autocorrelação e função densidade espectral de potência.

O valor médio quadrático fornece uma descrição rudimentar da intensidade dos sinais. A função densidade de probabilidade fornece informação das propriedades dos dados no domínio da amplitude. A função de autocorrelação e a função de densidade espectral de potência fornece informação similar no domínio do tempo e domínio da frequência respectivamente. As funções dos dados aleatórios serão definidas a seguir, considerando o processo ergódico contínuo  $x(t)$ .

#### II.3.5.1 - Valor Médio Quadrático



O valor médio quadrático,  $\Psi_x^2$ , é a média dos valores temporais ao quadrado, ou, na forma de equação:

$$\Psi_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad \text{II.37}$$

A raiz positiva do valor médio quadrático é chamado valor rms. Frequentemente é desejado analisar o dado físico em termos de uma combinação de uma componente invariante no tempo e uma componente variável ou dinâmica. A componente estática pode ser descrita pelo valor médio, que é simplesmente a média de todos os valores. A equação do valor médio é:

$$\mu_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad \text{II.38}$$

A componente dinâmica pode ser descrita pela variância, que é o valor médio quadrático sobre a média, ou,

$$\sigma_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - \mu_x]^2 dt \quad \text{II.39}$$

A raiz quadrada da variância é chamada de desvio padrão. Tem-se ainda que a variância é igual ao valor médio quadrático menos o valor médio ao quadrado, ou,

$$\sigma_x^2 = \Psi_x^2 - \mu_x^2. \quad \text{II.40}$$

### II.3.5.2 - Função Densidade de Probabilidade

A função densidade de probabilidade de dados aleatórios descreve a probabilidade dos dados assumirem um valor dentro de uma faixa de valores definida em algum instante do tempo. A probabilidade que  $x(t)$  assumira um valor dentro de faixa entre  $x$  e  $(x+\Delta x)$  pode ser obtida tomando a razão  $T_x/T$ , onde  $T_x$  é parte total de tempo que  $x(t)$  está dentro da faixa  $(x, x+\Delta x)$  durante um tempo de observação  $T$ . Esta razão aproxima-se do valor exato conforme  $T$  aproxima-se do infinito. Em forma de equação,

$$p(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\text{Prob}[x < x(t) \leq x + \Delta x]}{\Delta x} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta x} \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{T_x}{T} \right] \quad \text{II.41}$$

A função densidade de probabilidade é uma função real não-



negativa.

A probabilidade que o valor instantâneo  $x(t)$  seja menor ou igual a algum valor  $x$  é definida por  $P(x)$ , que é igual a integral da função densidade de probabilidade de menos infinito à  $x$ . A função  $P(x)$  é conhecida como função distribuição de probabilidade, ou,

$$P(x) = \text{Prob}[x(t) < x] = \int_{-\infty}^x p(\xi) d\xi \quad \text{II.42}$$

A função distribuição de probabilidade  $P(x)$  é limitada por zero e um, desde que a probabilidade de  $x(t)$  ser menor que  $-\infty$  é zero enquanto a probabilidade de  $x(t)$  ser menor que  $+\infty$  é unitário. Em termos da função densidade de probabilidade  $p(x)$ , o valor médio de  $x(t)$  é dado por:

$$\mu_x = \int_{-\infty}^{+\infty} x p(x) dx \quad \text{II.43}$$

De forma similar, o valor médio quadrático em termos da densidade de probabilidade será:

$$\Psi_x^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx \quad \text{II.44}$$

Dois tipos de processos que ocorrem frequentemente são os sinais senoidais e sinais aleatórios de banda larga que representam os casos extremos encontrados no mundo real. Considere um sinal senoidal dado por:

$$x(t) = X \sin(2\pi f_0 t + \theta) \quad \text{II.45}$$

A função densidade de probabilidade de sinais senoidais é dada por:

$$\begin{aligned} p(x) &= (\pi\sqrt{X^2 - x^2})^{-1} & |x| < X \\ p(x) &= 0 & |x| \geq X \end{aligned} \quad \text{II.46}$$

A função densidade de probabilidade para a onda senoidal apresenta valores elevados para os extremos  $+X$  e  $-X$  e pequenos valores para  $x = 0$ .

A função densidade de probabilidade para sinais aleatórios de



banda larga é dada por:

$$p(x) = (\sigma_x \sqrt{2\pi})^{-1} e^{-x^2/2\sigma_x^2} \quad \text{II.47}$$

onde  $\sigma_x$  é o desvio padrão do sinal.

A função densidade de probabilidade dada pela equação anterior tem a forma de um sino, com valor elevado para  $x=0$  e valor tendendo a zero conforme  $x$  aumenta em módulo. É a chamada distribuição normal ou gaussiana.

A função densidade de probabilidade de um sinal qualquer terá um formato intermediário entre os casos extremos citados anteriormente, dependendo da proporção de sinais senoidais e aleatórios de banda larga presentes no mesmo.

### II.3.5.3 - Função Autocorrelação

A função de autocorrelação  $R_{xx}$  dos dados aleatórios descreve a dependência geral dos dados no tempo  $t$  com valores no tempo  $t + \tau$ . Uma estimativa da correlação entre os valores de  $x(t)$  no tempo  $t$  e  $t + \tau$  pode ser obtido calculando o produto de dois valores e fazendo a média sobre o tempo de observação  $T$ . A equação da autocorrelação  $R_{xx}$  é dada por:

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t + \tau) dt \quad \text{II.48}$$

A função autocorrelação é sempre par com o máximo em  $\tau = 0$ , podendo apresentar valores positivos e negativos.

Em termos da função de autocorrelação, o valor médio de  $x(t)$  é dado por:

$$\mu_x = \sqrt{R_{xx}(\infty)} \quad \text{II.49}$$

ou seja, o valor médio de  $x(t)$  é igual a raiz quadrada positiva da função de autocorrelação, conforme o deslocamento de tempo torna-se muito longo. De maneira similar, o valor médio quadrático de  $x(t)$  é dado por:

$$\Psi_x^2 = R_{xx}(0) \quad \text{II.50}$$

ou seja, o valor médio quadrático é igual a autocorrelação de tempo zero.

Uma importante informação da função de autocorrelação é que persiste a periodicidade do sinal senoidal misturado a ruídos, ou seja, é possível determinar dados periódicos mesmo na presença de ruídos. Para um sinal puramente aleatório, mesmo com pequenos  $\tau$ , o produto  $x(t) \cdot x(t+\tau)$  tende a ter média zero, de modo que se obtém um valor significativo apenas quando  $\tau$  é zero.

#### II.3.5.4 - Função Densidade Espectral de Potência

A função densidade espectral de potência  $G_{xx}$  de dados aleatórios descreve a composição de frequência dos dados em termos de densidade espectral de seu valor médio quadrático. O valor médio quadrático de um conjunto de dados na faixa de frequência entre  $f$  e  $f+\Delta f$  pode ser obtido filtrando os dados com um filtro passa-banda com características bem acentuadas, e calculando a média do quadrado da saída do filtro. Este valor médio irá aproximar-se do valor médio quadrático quando o tempo de observação aproxima-se do infinito. Na forma de equação,

$$\Psi_x^2(f, \Delta f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t, f, \Delta f) dt \quad \text{II.51}$$

onde  $x(t, f, \Delta f)$  é a porção de  $x(t)$  da faixa de frequência de  $f$  e  $\Delta f$ . Para pequenos  $\Delta f$ , a função de densidade espectral de potência  $G_x(f)$  pode ser definida tal que:

$$\Psi_x^2(f, \Delta f) \approx G_{xx}(f) \Delta f \quad \text{II.52}$$

ou mais precisamente,

$$G_{xx}(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\Psi_x^2(f, \Delta f)}{\Delta f} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta f} \left[ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t, f, \Delta f) dt \right] \quad \text{II.53}$$

A função  $G_{xx}(f)$  é uma função real não-negativa.

A principal aplicação para a densidade espectral de potência é estabelecer a composição de frequência dos dados, que por sua vez, revela importantes características do sistema físico envolvido.

A função  $G_{xx}(f)$  é chamada de função densidade espectral de um lado já que é definida para frequências de 0 a  $+\infty$ . Um método mais direto de determinação de função de densidade espectral é em termos



da transformada de Fourier da função de correlação; este método produz a função de densidade espectral de dois lados, que é definida para frequências de  $-\infty$  e  $+\infty$ , e é denotado por  $S_{xx}(f)$ . A equação usada para calcular  $S_{xx}(f)$  é:

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad \text{II.54}$$

A função densidade espectral de potência de um lado é igual ao dobro da função densidade espectral de potência de dois lados, ou:

$$G_{xx}(f) = 2S_{xx}(f) \quad 0 \leq f < \infty \quad \text{II.55}$$

### II.3.6 - ANÁLISE DE DADOS DIGITAIS

O equacionamento visto anteriormente aplica-se à análise de sinais contínuos. Para o caso de sinais discretos, o equacionamento é alterado substituindo-se a operação de integração pela somatória e limitando-se o tamanho da amostra para um valor finito. Serão apresentados a seguir o equacionamento das funções vistas anteriormente e mais algumas funções derivadas das mesmas. Considera-se o sinal amostrado  $\{u_n\}$  com  $N$  amostras. Para análise de dois sinais considera-se também o sinal  $\{v_n\}$  também com  $N$  amostras. Supõe-se que os sinais foram discretizados com período constante  $T$ , resultando em uma frequência de amostragem  $F=1/T$ . O período total de aquisição é igual a  $T_r=N.T$ . Os sinais  $\{x_n\}$  e  $\{y_n\}$  correspondem às sequências  $\{u_n\}$  e  $\{v_n\}$  com valor médio nulo respectivamente.

#### II.3.6.1 - Valor Médio e Desvio Padrão

O valor médio da amostra  $\{u_n\}$  é dado por:

$$\bar{u} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_n \quad \text{II.56}$$

Para simplificação da formulação desenvolvida a seguir, deve-se subtrair o valor médio de cada amostra, de modo a se obter um sinal com valor médio nulo ou:

O desvio padrão da amostra é dado por:

#### II.3.6.2 - A Transformada Discreta de Fourier e a



$$\begin{aligned} x_n &= u_n - \bar{u} \\ y_n &= v_n - \bar{v} \end{aligned} \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad \text{II.57}$$

$$s = \left[ \sum_{n=1}^N \frac{x_n^2}{N} \right]^{1/2} \quad \text{II.58}$$

### Transformada Rápida de Fourier

Será apresentado a seguir o desenvolvimento da Transformada Rápida de Fourier à partir da transformada de Fourier [8].

O par da transformada de Fourier para o sinal contínuo  $x(t)$  é dado por:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad \text{II.59}$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad \text{II.60}$$

A integral de Fourier mapeia um sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência. A Equação II.59 fornece uma saída contínua, que é função da variável  $f$ , para o sinal de entrada contínuo função da variável  $t$ . A equação II.60 é chamada de Transformada Inversa de Fourier. Apesar do par de transformadas de Fourier fornecer um ferramenta analítica poderosa para análise de sinais e sistemas contínuos, sua implementação requer uma representação matemática da função e o cálculo da expressão integral. É desejável, portanto, desenvolver operação similar com sinais discretos para facilitar a implementação em *hardware* digital.

Baseando-se em uma amostra discreta e finita  $\{x_n\}$  as equações II.59 e II.60 são modificadas para a Transformada Discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform - DFT*), dadas a seguir:

$$X_k = X\left[\frac{kF}{N}\right] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi nTkF}{N}} \quad \text{II.61}$$

onde:  $n = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$  (índice do tempo)

$k = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$  (índice da frequência)



$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} X\left[\frac{kF}{N}\right] e^{j \frac{2\pi nTkF}{N}} \quad \text{II.62}$$

$T = 1/F$  ( intervalo de amostragem = segundo/amostra)  
 $N =$  número de amostras usadas no cálculo, valor par.

Para o cálculo da Equação II.61 são necessárias  $N$  multiplicações complexas para cada valor de  $k$ , ou seja,  $N^2$  multiplicações complexas no total. Para  $N = 1024$ , número usual para cálculo da DFT são necessárias 1.048.576 multiplicações complexas. Esta quantidade de operações implica num tempo de processamento muito elevado.

Uma possibilidade para diminuir o número de operações necessárias para o cálculo de II.61 foi inicialmente formulada por Cooley e Tukey[11]. Com o algoritmo proposto, denominada Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*), é possível calcular a DFT com  $N \cdot \log_2 N$  multiplicações complexas, ou seja, para os mesmos 1024 pontos, 10240 multiplicações. Isto é menos que 1% da quantidade dos cálculos necessário usando a DFT.

Diversas formas podem ser usadas para desenvolver o algoritmo da FFT. Para implementação de forma mais conhecida, o RADIX-2, deve-se ter uma amostra  $x_n$  com uma quantidade de pontos  $N$  par e que seja potência de dois. A expressão da DFT é fatorada em duas DFTs de comprimento  $N/2$ , dividindo-se as amostras de entrada em amostras par e ímpar. Fazendo  $W_N^{nk} = e^{-j2\pi nk/N}$ , chamado de fatores *twiddle*, a Equação II.61 transforma-se em:

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n W_N^{nk} \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad \text{II.63}$$

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x_{2m} W_N^{2mk} + \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x_{2m+1} W_N^{(2m+1)k} \quad \text{II.64}$$

O restante do desenvolvimento assume que o fator de normalização é manuseado dividindo o sinal de entrada por  $1/N$ .

Sejam  $x_1$  e  $x_2$  iguais as componentes de amostragem par e ímpar respectivamente, ou seja,  $x_1[m] = x_{2m}$  e  $x_2[m] = x_{(2m+1)}$ ,  $m=0, 1, \dots$ ,



$(N/2)-1$ . A somatória anterior pode ser descrita pela Equação II.65.

$$X_k = \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x_1[m] W_{N/2}^{mk} + W_N^k \sum_{m=0}^{(N/2)-1} x_2[m] W_{N/2}^{mk} \quad \text{II.65}$$

Nesta equação,  $W_N^{2n} = W_{N/2}^n$  e cada um dos termos da somatória é reduzido a uma DFT de  $N/2$  pontos. Graficamente, o cálculo da DTF foi decomposto como mostrado na Figura II.9, para  $N=16$ . A forma geral é descrita pelas equações II.66 e II.67.

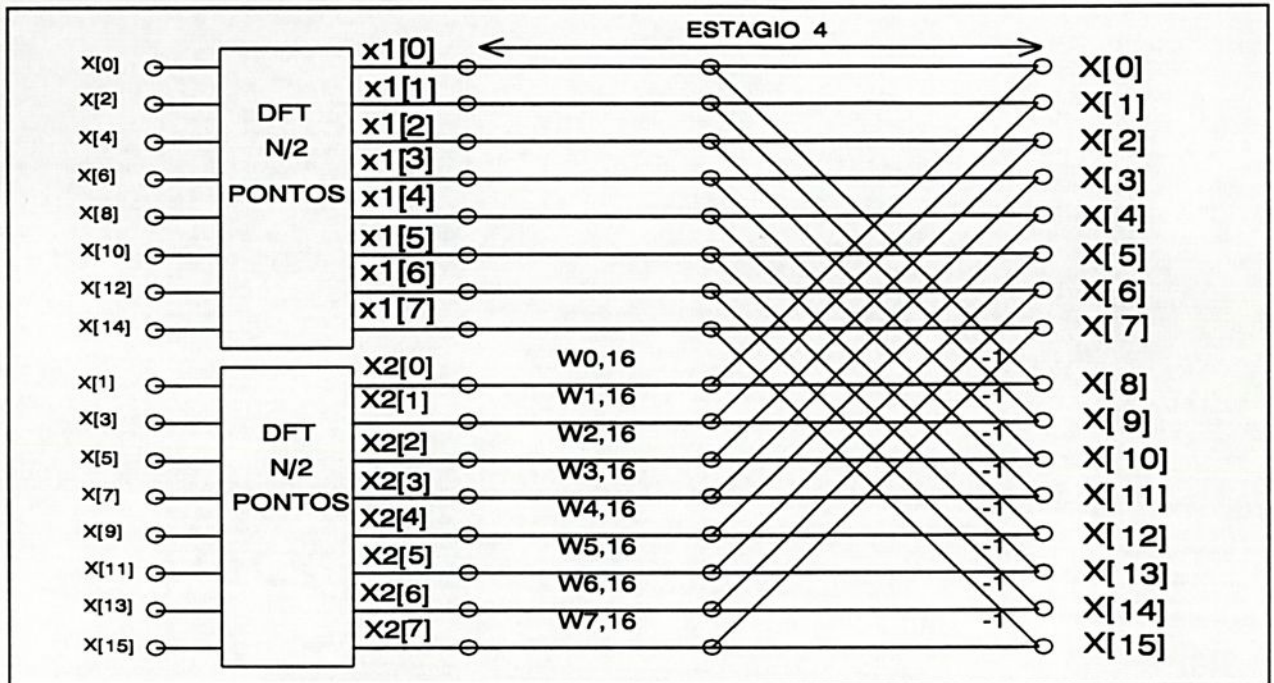


FIGURA II.9 - PRIMEIRO PASSO NO DESENVOLVIMENTO DO FLUXOGRAMA DA FFT DIT DE 16 PONTOS

$$X_k = X_1[k] + W_N^k X_2[k] \quad \text{II.66}$$

$$\begin{aligned} X_{k+N/2} &= X_1[k] + W_N^{k+N/2} X_2[k] \\ &= X_1[k] - W_N^k X_2[k] \end{aligned} \quad \text{II.67}$$

onde  $W_N^{k+N/2} = -W_N^k$  e  $W_{N/2}^{m(k+N/2)} = W_{N/2}^{mk}$ .

Desde que a saída da DFT é periódica,  $X_1[k] = X_1[k+N/2]$  e  $X_2[k] = X_2[k+N/2]$ . As equações anteriores são referidas como borboleta FFT DIT e são mostradas na Figura II.10.

Para a primeira decomposição, os fatores *twiddle* são indexados

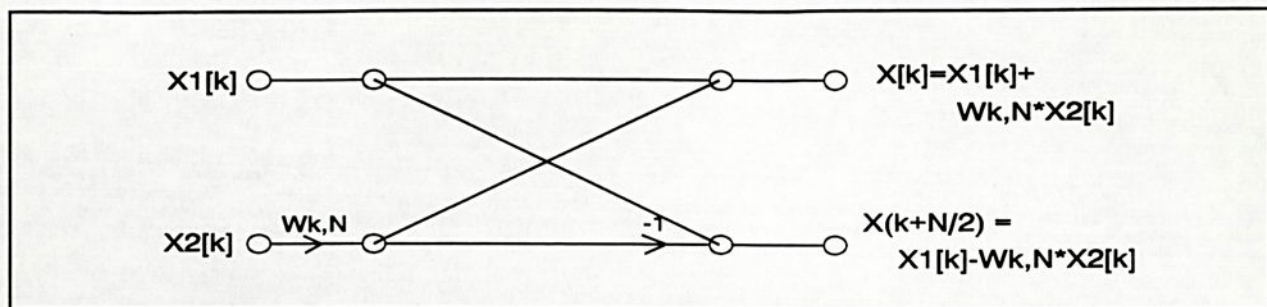


FIGURA II.10 - REPRESENTAÇÃO DA BORBOLETA DA FFT DIT RADIX-2

consecutivamente e os valores da borboleta são separados por  $N/2$  amostras. A ordem das amostras de entradas foram rearranjadas.

Agora aplica-se a mesma metodologia para cada uma das DFT de  $N/2$  amostras, onde  $x_{11}[m] = x_1[2m]$  e  $x_{12}[m] = x_1[2m+1]$ ,  $m=0,1,\dots,(N/4)-1$ .

Então,

$$X_{1k} = \sum_{m=0}^{(N/4)-1} x_1[2m] W_{N/2}^{2mk} + \sum_{m=0}^{(N/4)-1} x_1[2m+1] W_{N/2}^{(2m+1)k} \quad \text{II.68}$$

$$X_{1k} = \sum_{m=0}^{(N/4)-1} x_{11}[m] W_{N/4}^{mk} + W_N^{2k} \sum_{m=0}^{(N/4)-1} x_{12}[m] W_{N/4}^{mk} \quad \text{II.69}$$

Resultando na expressão borboleta para a decomposição  $N/4$  de  $x_1$  dada por:

$$X_{1k} = X_{11}[k] + W_N^{2k} X_{12}[k] \quad \text{II.70}$$

$$X_{1[k+N/4]} = X_{11}[k] - W_N^{2k} X_{12}[k] \quad \text{II.71}$$

Portanto a seqüência  $x_1$  foi decomposta em duas DFT de comprimento  $N/4$ . O mesmo processo é feito para a seqüência  $x_2$ . A decomposição resultante da DFT de  $N/4$  pontos é mostrada na Figura II.11 para  $N=16$ . A borboleta para  $N/4$  pontos são expressas por:

$$X_{2[k]} = X_{21}[k] + W_N^{2k} X_{22}[k] \quad \text{II.72}$$

$$X_{2[k+N/4]} = X_{21}[k] - W_N^{2k} X_{22}[k] \quad \text{II.73}$$

Note que a seqüência de entrada é novamente reordenada, a amostra de entrada para cada borboleta são separadas por  $N/4$

amostras, e os expoentes dos fatores *twiddles* são separados por um fator de dois.

O processo de decomposição é repetido até que DFT de dois pontos sejam geradas. Cada decomposição é chamada de estágio e o número total de estágios é dado por:

$$M = \log_2 N$$

II.74

A DFT de 16 pontos requer quatro estágios. A decomposição do estágio 2 e 1 é mostrada nas Figura II.12 e o diagrama completo é mostrado na Figura II.13. Os fatores *twiddle* para a DFT de dois pontos são iguais a +1 e -1 e portanto pode ser implementado sem multiplicações; só adições e subtrações são necessárias. O fluxograma da FFT radix-2 é apresentado na Figura II.14, conforme dado por Newland [4]. A sequência  $\{x_n\}$  deve estar na forma de bit reverso e cada elemento dividido por N.

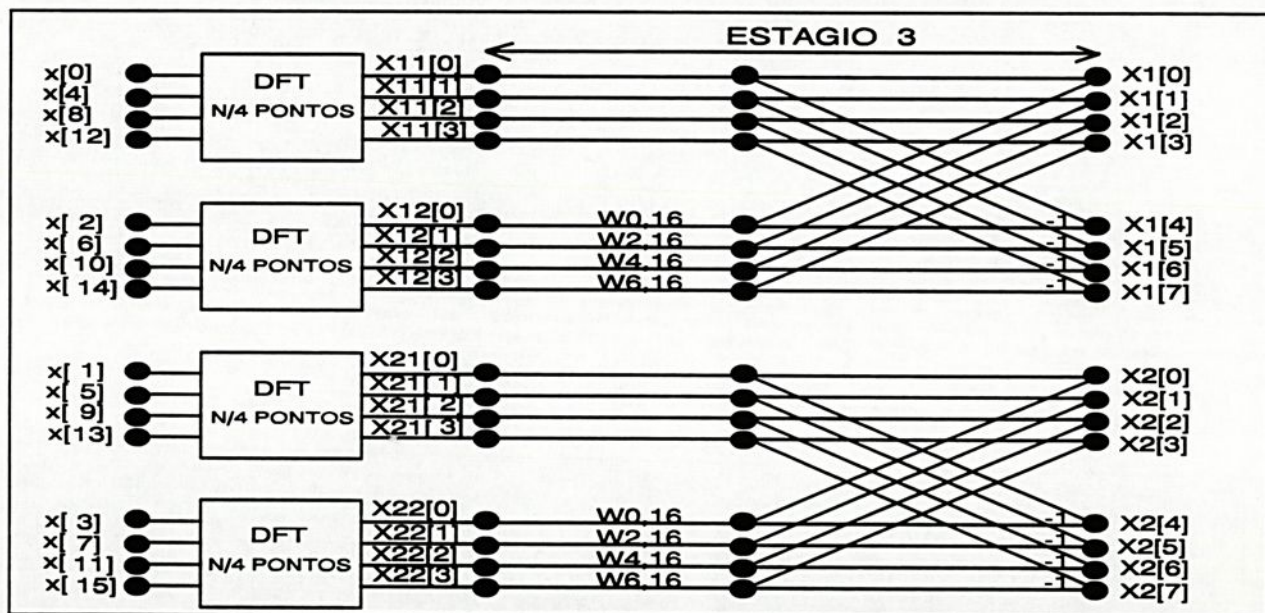


FIGURA II.11 - SEGUNDO PASSO NO DESENVOLVIMENTO DO FLUXOGRAMA DA FFT DIT DE 16 PONTOS

### Bit Reverso

A sequência de entrada deve ser reordenada, conforme vê-se na Figura II.13, na forma de bit reverso. Cada índice decimal da amostra de entrada é convertido em sua representação binária e então o cordão de bits é revertido. Convertendo o número binário revertido para decimal, obtém-se o índice da sequência reordenada.



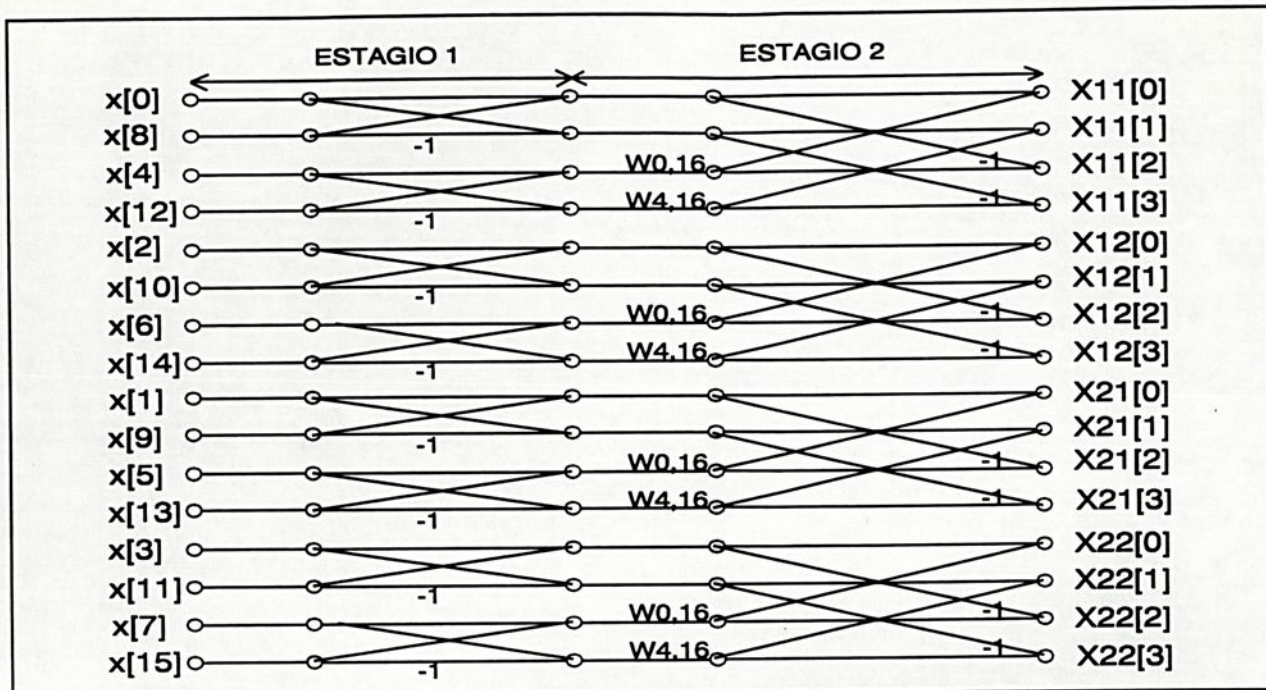


FIGURA II.12 - ESTÁGIOS 1 E 2 DA DECOMPOSIÇÃO DA FFT DIT DE 16 PONTOS

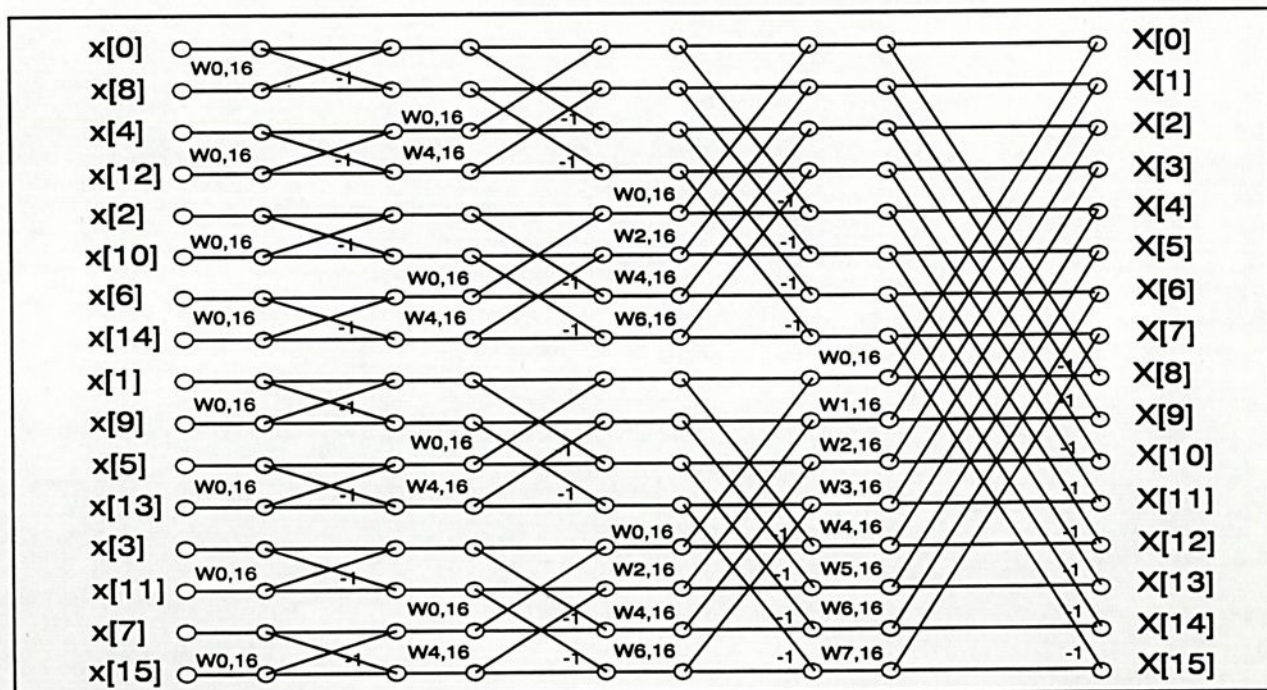


FIGURA II.13 - FLUXOGRAMA GERAL DA FFT DIT DE 16 PONTOS

As frequências resultantes do cálculo da FFT serão dadas por:

$$f_k = \frac{k}{T} \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad \text{II.75}$$

Devido a limitação em frequência que o sinal digitalizado

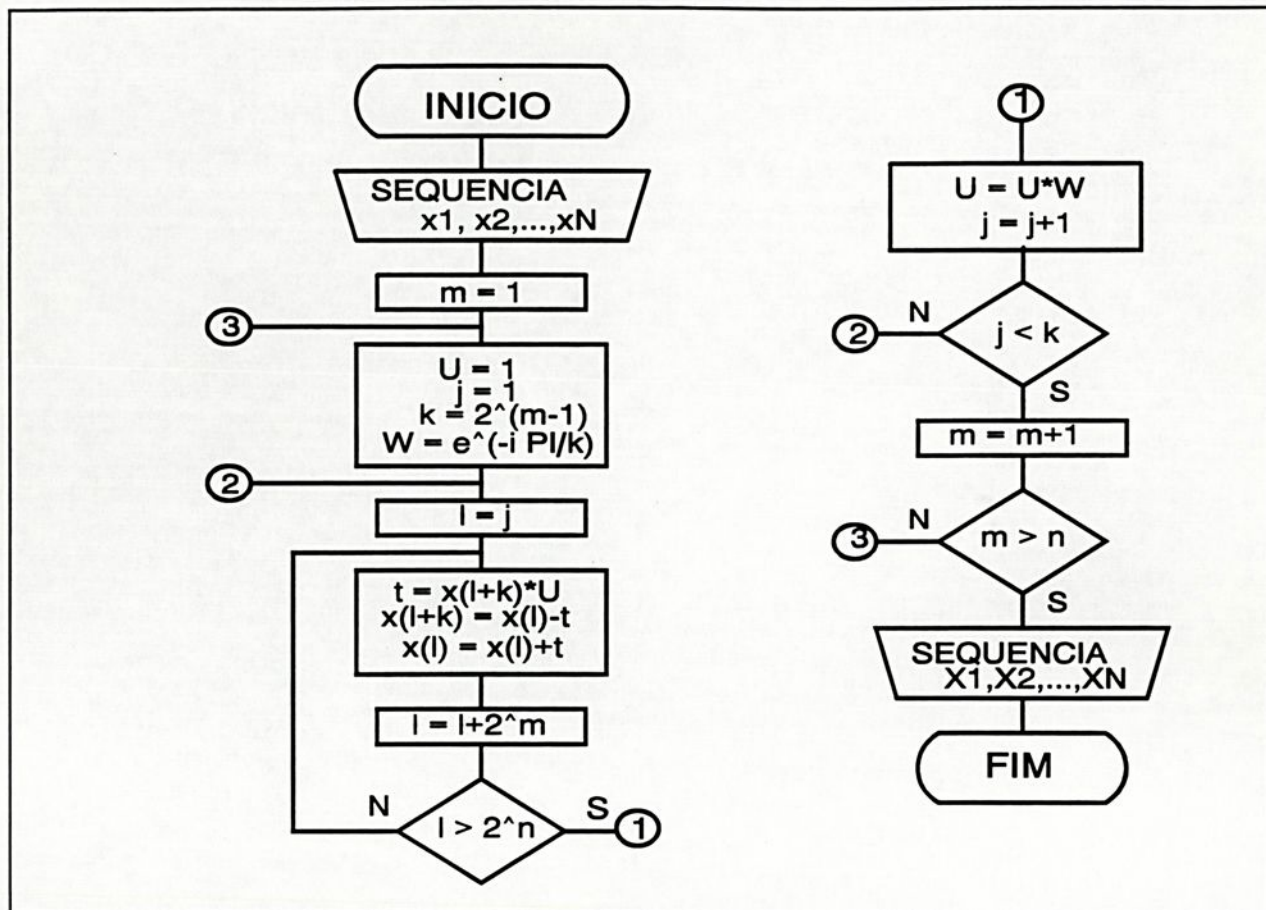


FIGURA II.14 - FLUXOGRAMA DA FFT RADIX-2 [11]

contém, apenas os  $N/2$  primeiros pontos contém componentes em frequências significativas.

O elemento  $X_0$  representa o valor médio da onda e  $X_{[N-1]}$  terá frequência igual à metade da frequência de amostragem. Todos os pontos intermediários são linearmente espaçados por um  $\Delta f$ , de tamanho igual ao inverso do período total de amostragem.

### FFT Inversa

A FFT inversa pode ser desenvolvida a partir da equação II.62, tomando  $W_N^{nk} = W_N^{-nk}$ . Outro modo equivalente é usar o mesmo algoritmo da FFT e trocar as partes reais e imaginárias dos elementos, conforme dado em Duhamel[1].

### II.3.6.3 - Funções de Janelamento

Uma vez que é impossível fazer a análise do sinal de comprimento infinito, deve-se limitá-lo à um período finito  $T$ . Se



uma janela de amostragem tem valor unitário durante todo o período de amostragem, diz-se que a mesma é uma janela retangular. A transformada de Fourier da janela retangular é a bem conhecida função  $\text{sen } x/x$ . Esta janela causa vazamento através da expansão do lóbulo principal do espectro e a adição de um número infinito de pequenos lóbulos laterais, por impor um truncamento abrupto em T. A fim de diminuir o problema do vazamento, faz-se necessária a modificação da função de janelamento retangular no domínio do tempo, diminuindo-se os lóbulos laterais porém ocorre o alargamento do lóbulo central. Isto é conseguido substituindo-se a função de janelamento retangular por uma outra função suavizada nos extremos, referida como  $a(n)$ . A DFT do sinal com janelamento assume a seguinte forma:

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a(n) x_n W_N^{nk} \quad \text{II.76}$$

Dois tipos de funções de janelamento serão mostradas à seguir.

**a - Janela de Hanning**

Tem a seguinte forma no domínio do tempo:

$$a(n) = 0.5 \left[ 1 - \cos\left(\frac{2 \cdot \pi n}{N}\right) \right] \quad n=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad \text{II.77}$$

A transformada de Fourier da janela Hanning consiste na soma de três funções resposta impulsiva, cada uma tendo a forma  $\text{sen}(x)/x$ .

**b - Janela Triangular**

Sua definição no domínio do tempo é dada pela seguinte fórmula:

$$a(n) = \begin{cases} \frac{2 \cdot n}{N} & n=0, 1, \dots, \frac{N}{2} \\ a(N-n) & n=\frac{N}{2}+1, \frac{N}{2}+2, \dots, N-1 \end{cases} \quad \text{II.78}$$

A janela retangular não altera a potência do sinal pois as amplitudes dentro do comprimento do sinal considerado são multiplicadas pela unidade, o que não ocorre nas demais janelas.



Devido a isto, torna-se necessário a aplicação de um fator de correção E, de modo que:

$$\frac{E}{2T} \int_{-T}^T a^2(t) dt = 1 \quad \text{II.79}$$

para que a potência do sinal permaneça a mesma. Em função de valores discretos, têm-se:

$$E = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a^2(n) \quad \text{II.80}$$

Para a janela de Hanning E vale 2,6 e para a janela triangular E vale 3.

#### II.3.6.4 - Função Densidade de Probabilidade

Considerando a sequência  $\{x_n\}$ , com valor médio zero, a função densidade de probabilidade pode ser estimada por:

$$p(x) = \frac{N_x}{NW} \quad \text{II.81}$$

onde W é um fino intervalo centrado em x e  $N_x$  é o número de dados que estão na faixa entre  $x \pm W/2$ . Portanto, uma estimativa de  $p(x)$  pode ser obtida digitalmente dividindo a escala de valores completa em um número apropriado de intervalos iguais, tabulando os dados em cada intervalo e dividindo pelo produto do tamanho do intervalo e o número de amostras. Note que a estimativa não é única pois é dependente do número de classes de intervalo e do intervalo selecionado para a análise.

#### II.3.6.5 - Função Densidade Espectral de Potência ( $G_{xx}$ )

O método mais eficiente para o cálculo da densidade espectral de potência (DEP) é através da FFT. Considerando uma amostra  $\{x(n)\}$ , com FFT  $X(f)$ , a densidade espectral de potência é genericamente dada por:

$$G_{xx}(f) = X(f) * X^*(f) \quad \text{II.82}$$

Uma estimativa da densidade espectral de potência na frequência k é dada pela forma:



$$G_{XX}[f_k] = G_{XX}[k] = \frac{2}{NT} |X_k|^2 \quad \text{II.83}$$

com  $f_k$  definido conforme II.75 e  $k$  variando de 0 a  $N-1$ .

A estimativa dada por II.83 pode ser melhorada com dois métodos de média: no primeiro método é realizada uma média entre os componentes adjacentes, chamando-se média na frequência; o segundo método é realizado sobre diversas amostras temporais sendo portanto uma média no tempo. Estes dois métodos são descritos à seguir.

#### **a- Média na Frequência**

Dada uma estimativa simples de densidade espectral de potência, os  $m$  componentes vizinhos não serão correlacionados, de modo que pode-se realizar uma média entre os mesmos e obter uma estimativa espectral suavizada. Por exemplo, considerando  $m=3$ , a densidade espectral de potência média do elemento  $k$  será:

$$\overline{G}_k = \frac{1}{m} [G_{k-1} + G_k + G_{k+1}] \quad \text{II.84}$$

#### **b- Média no Tempo**

O segundo método de se realizar a melhora na estimativa do espectro é realizar a média de vários espectros de sinais temporais distintos. Deve-se portanto realizar a aquisição de  $q \cdot N$  dados, sendo  $N$  o tamanho de uma amostragem e  $q$  o número de médias no tempo que se deseja realizar. Por exemplo, caso se deseja realizar a média de três sinais, deve-se fazer a aquisição de  $3 \cdot N$  pontos e quando do cálculo da FFT deve-se fazer o acúmulo dos três espectros para cada elemento e dividir cada valor por 3.

As médias na frequência e no tempo podem ser usadas juntas, combinando as melhorias em resolução que cada uma das médias dá individualmente.

O procedimento passo a passo para o cálculo da estimativa do espectro de potência via FFT é apresentado a seguir:

- a - Trunque a sequência de dados ou adicione zeros de modo a obter um número de pontos  $N$  que seja potência de dois;
- b - Aplique uma função de janelamento adequada nos dados;



c - Calcule  $X_k$  pela equação II.61 para  $k=0,1,\dots,N-1$  usando o algoritmo da FFT;

d - Calcule  $G_{xx}[k]$  pela equação II.82, para  $k=0,1,\dots,N-1$  e alise-a pelas médias;

e - Ajuste estas estimativa multiplicando cada elemento pelo fator de escala devido à função de janelamento utilizado.

#### II.3.6.6 - Função Autocorrelação ( $R_{xx}$ )

Há dois métodos possíveis para o cálculo estimado da função de correlação com dados digitais. O primeiro método é o cálculo direto do produto, que usa a equação II.48 na forma discreta. O segundo método envolve primeiro o cálculo do espectro de potência pelo método da FFT e então calcula-se a FFT inversa do mesmo, conforme a Equação II.85.

$$R_{xx}(\tau) = \text{IFFT}[G_{xx}(f)] \quad \text{II.85}$$

onde  $\tau$  é atraso de tempo.

Este método apesar de ser indireto é mais rápido. Os passos para o cálculo são dados à seguir, supondo uma amostra de tamanho  $N$ .  $r$  é o índice do atraso de tempo.

a - dobre o tamanho da amostra, inserindo  $N$  zeros no final da amostra, obtendo uma nova sequência  $\{x_n\}$  de tamanho  $2N$ ;

b - Calcule a FFT da sequência  $\{x_n\}$ , obtendo  $X_k$ , para  $k=0,1,\dots, 2N-1$  usando equação (II.61);

c - Calcule a estimativa espectral  $G_{xx}[k]$ , para  $k=0,1,\dots, 2N-1$  usando equação (II.82) e alise-a;

d - Calcule a FFT inversa de  $G_{xx}[k]$  para obter  $R_{xx}[r]$  para  $r=0,1,\dots, 2N-1$ ;

e - Descarte a segunda metade do  $R_{xx}[r]$  para obter valores de  $r=0, 1,\dots,N-1$ , e multiplique pelo fator de escala  $N/(N-r)$ .

#### II.3.6.7 - Função Densidade Espectral Cruzada ( $G_{xy}$ )

De maneira similar à usada para o cálculo da DEP, quando se pretende calcular a DEC de dois sinais, os passos a e b dados anteriormente podem ser repetidos para cada uma das seqüências de dados. No passo d deve ser usada a equação:



$$G_{XY}[k] = \frac{2}{NT} [X_k^* Y_k] \quad \text{II.86}$$

onde  $X_k$  e  $Y_k$  são as FFT's de  $\{x_n\}$  e  $\{y_n\}$ , as duas seqüências de dados e  $X^*$  é o complexo conjugado de  $X$ . O passo  $e$  é idêntico. Dentre as aplicações do espectro cruzado citam-se as seguintes:

- Determinação da função resposta em freqüência
- Medida de atrasos de tempo que variam com a freqüência, uma vez que isto pode ser obtido da mudança de fase a qualquer freqüência.

#### II.3.6.8 - Função Correlação Cruzada ( $R_{xy}$ )

A correlação cruzada pode ser calculada pela seguinte fórmula:

$$R_{XY}(\tau) = \text{IFFT}[G_{XY}(f)] \quad \text{II.87}$$

Para o cálculo da correlação cruzada devem ser realizados os seguintes passos:

- a - Acrescente  $N$  zeros no final de cada uma das seqüências  $x_n$  e  $y_n$ , para obter novas seqüências com  $2N$  pontos cada uma;
- b - Calcule a FFT das seqüências  $\{x_n\}$  e  $\{y_n\}$  obtendo  $X_k$  e  $Y_k$ ;
- c - Calcule a densidade espectral cruzada e alise-a;
- d - Calcule a FFT inversa e multiplique pelo fator de escala  $N/N-r$ , a fim de obter a função de correlação  $R_{XY}[r]$ , para  $r=-N, -N+1, \dots, 0, 1, \dots, N-1$ .

#### II.3.6.9 - Função Resposta em Freqüência (H)

Considere um sistema linear de parâmetros constantes, cuja resposta em freqüência seja  $H(f)$ , e que pode ser obtida dividindo-se a FFT de saída,  $Y(f)$ , pela FFT da entrada,  $X(f)$ , ou seja:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \quad \text{II.88}$$

Dividindo-se o numerador e o denominador pelo complexo conjugado da FFT da excitação tem-se:



$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \frac{X(f)^*}{X(f)^*} = \frac{G_{XY}(f)}{G_{XX}(f)} \quad \text{II.89}$$

Assim a resposta em frequência é igual a razão do espectro cruzado entre a entrada e a saída para o espectro de potência da entrada. A equação é uma função complexa da frequência.

#### II.3.6.10 - Função de Coerência $\gamma_{XY}^2$

A função de coerência entre dois sinais é definida como:

$$\gamma_{XY}^2(f) = \frac{|G_{XY}(f)|^2}{G_{XX}(f) G_{YY}(f)} \quad \text{II.90}$$

$G_{xx}(f)$  e  $G_{yy}(f)$  são as estimativas espectrais de potência de  $\{x_n\}$  e  $\{y_n\}$  respectivamente e  $G_{xy}(f)$  a densidade espectral cruzada entre  $\{x_n\}$  e  $\{y_n\}$ . As densidades espectrais de potência devem ser alisadas sob as mesmas condições, com largura de banda, comprimento do sinal, número de médias etc.. É fundamental que se trabalhe com estimativas alisadas caso contrário, independente de  $\{x_n\}$  e  $\{y_n\}$ , a função será sempre unitária.

Algumas aplicações da função de coerência são:

- Checar a validade do espectro cruzado e da função resposta em frequência. O valor da função deve ser 1.

- Pode-se mostrar que, se a relação sinal/ruído para um certo sinal for alta, o produto da coerência pelo espectro de potência da saída dá uma medida da chamada potência de saída coerente. Esta é a parte da potência de saída que é coerente com a entrada. Serve para se determinar a contribuição de fontes independentes num certo sinal.

#### II.3.6.11 - Resposta ao Impulso ( $h$ )

É o dual da função de transferência, sendo dado por:

$$h(\tau) = \text{IFFT}[H(f)] \quad \text{II.91}$$

Como a função de transferência normaliza o estímulo, a resposta ao impulso pode ser calculada não importa que estímulo venha a ser usada na rede.



## II.4 - PLACAS DE AQUISIÇÃO DE DADOS

### II.4.1 - PLACA PCL-711B (PCL)

A placa de aquisição de dados PCL é uma placa de baixo custo, porém tem os componentes básicos para uso geral. Dispõe de um conversor A/D com 8 entradas e ganho programável e um conversor D/A; ambos os conversores são de 12 bits. Possui portas digitais de entrada e saída, um cristal e um CI contador programável, que pode gerar sinais de disparo para o conversor A/D, garantindo intervalo entre amostras constante. As especificações desta placa são apresentadas no Apêndice C, conforme apresentado no manual da mesma [12]. A seguir é descrito de forma sucinta o modo de programação desta placa.

A placa PCL-711 possui *dip-switch* para configuração de endereço dentro da faixa de endereçamento de I/O do PC. Ela usa uma faixa de 16 endereços sequenciais; desta forma, considerando os 10 bits de endereçamento de I/O do PC, a *dip-switch* é ligado nos bits de endereçamento de A4 à A9. Os valores de A9 à A4 e os bits restantes iguais à 0 formam o chamado endereço-base ou BASE. Os endereços de cada dispositivo são listados a seguir.

TABELA II.2 - MAPA DE ENDEREÇOS DA PLACA PCL

ENDEREÇO	LEITURA	ESCRITA
BASE+00	CONTADOR 0	CONTADOR 0
BASE+01	CONTADOR 1	CONTADOR 1
BASE+02	CONTADOR 2	CONTADOR 2
BASE+03	-	CC
BASE+04	A/D - bi	D/A - bi
BASE+05	A/D - bs	D/A - bs
BASE+06	D/I - bi	-
BASE+07	D/I - bs	-
BASE+08	-	CIS
BASE+09	-	GANHO



BASE+10	-	MSC
BASE+11	-	MIC
BASE+12	-	SWT
BASE+13	-	D/O - bi
BASE+14	-	D/O - bs
BASE+15	-	-

onde: CONTADOR 0,1,2 - refere-se a cada um dos contadores

A/D - conversor analógico-digital

D/A - conversor digital-analógico

D/I - entrada digital

D/O - saída digital

CC - controle do contador

CIS - limpa status de interrupção

MSC - controle do multiplexador

MIC - controle de modo de operação e transferência

SWT - disparo do conversor por software

bs - byte superior

bi - byte inferior

Os endereços-base que podem ser usados sem se sobreporem a dispositivos normalmente presentes são os valores 220H e 300H.

#### **CONVERSÃO A/D DA PLACA PCL**

Para realizar a conversão de um sinal analógico em um número binário, alguns poucos comandos devem ser enviados à mesma. Antes da conversão ser realizada deve-se fazer alguns ajustes a nível de software: seleção da entrada, programação do modo de operação, programação do clock interno e a transferência de dados. Estas etapas são descritas à seguir.

#### **Seleção da Entrada**

O canal de entrada onde está conectado o sinal deve ser selecionado com uma escrita ao endereço BASE+10 do número que representa o canal. Por exemplo, caso se deseje realizar a conversão do sinal conectado ao canal 6 da placa PCL, deve-se



enviar o valor 6 ao endereço BASE+10. Uma vez selecionado o canal de entrada, somente será necessário escrever neste endereço caso se deseje um outro canal.

### Programação do Modo de Operação

O modo de operação define como será o disparo de início da conversão A/D e a forma de transferência dos dados. A transferência dos dados da placa PCL para o microcomputador pode ser realizada por interrupção ou por software. Há três possíveis fonte de disparo de início de conversão: por clock interno, por software e por sinal externo. Para aquisição de um grande número de pontos e dentro da área de processamento digital de sinais, a primeira fonte é a ideal pois o intervalo entre as amostras será constante e facilmente programável. O modo de operação é determinado fazendo-se uma escrita de um valor no endereço BASE+11, sendo o valor dos três bits menos significativos dados na tabela à seguir e os bits restantes feitos igual a zero:

**TABELA II.3 - MODO DE DISPARO E TRANSFERÊNCIA DA PLACA PCL**

S2	S1	S0	MODO DE OPERAÇÃO	
			DISPARO	TRANSFERÊNCIA
0	0	0	software	software
0	0	1	software	software
0	1	0	externo	software
0	1	1	externo	interrupção
1	0	0	interno	software
1	0	1	reservado	
1	1	0	interno	interrupção
1	1	1	reservado	

Portanto, para programar a placa para trabalhar com clock interno e transferência de dados por software deve-se enviar o valor 04H para o endereço BASE+11.

### Programação do Ganho

A placa possui ainda recurso de ganho programável, devendo-se enviar o valor G ao endereço BASE+9:



**TABELA II.4 - GANHO DA PLACA PCL**

G	GANHO
0	x1
1	x2
2	x4
3	x8
4	x16

As tensões de operação máxima e mínima com G=0 são +5V e -5V respectivamente. Para G=1, as tensões serão de +2,5V à -2,5V e assim sucessivamente.

**Programação dos Contadores**

O circuito de clock interno é bastante simples e será descrito a seguir.

A placa PCL possui um cristal que gera um sinal de 2.0MHz. Este sinal passa por dois contadores do CI TIP 8253 em série. Quando programado no modo 2, o TIP comporta-se com um divisor de frequência. Por exemplo, programando cada um dos contadores com o valor 2, resultaria em um sinal de clock de 500kHz. A equação do sinal gerado em função do valor carregado nos contadores é:

$$F_{clock} = \frac{2.0 \cdot 10^6}{C_1 \cdot C_2} \tag{II.92}$$

onde C<sub>1</sub> e C<sub>2</sub> são os valores inteiros carregados nos contadores. Os contadores do TIP são de 16 bits e portanto devem ser realizadas duas escritas em cada contador já que o mesmo possui barramento de 8 bits.

Na prática o que realmente está disponível é a frequência de clock desejada (a frequência de amostragem) e deve-se calcular os valores de C<sub>1</sub> e C<sub>2</sub>. Igualando ambos valores dos contadores à C e isolando-os da equação anterior, obtém-se:

$$C = \sqrt{\frac{2.0 \cdot 10^6}{F_{clock}}} \tag{II.93}$$

O valor C deve ser arredondado para o inteiro mais próximo; fazendo-se isso, a frequência determinada não será exatamente a



desejada, devendo ser recalculada. Tendo sido determinado o valor de programação dos contadores e divididos em dois valores de 8 bits, devem ser realizados os seguintes passos:

- 1 - Escreva 74H ao endereço BASE+3 para fazer com que o contador 1 trabalhe no modo 2;
- 2 - Envie os 8 bits menos significativos da variável C ao endereço BASE+1 e a seguir os 8 bits mais significativos da variável C ao endereço BASE+1;
- 3 - Escreva B4H ao endereço BASE+3 para fazer com que o contador 2 trabalhe no modo 2;
- 4 - Envie os 8 bits menos significativos da variável C ao endereço BASE+2 e a seguir os 8 bits mais significativos da variável C ao endereço BASE+2.
- 5 - Recalcule a frequência de amostragem.

#### **Transferência de dados**

A configuração dos bits do conversor A/D é apresentada na tabela à seguir:

**TABELA II.5 - CONFIGURAÇÃO DE BITS DO CONVERSOR A/D**

	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
<b>BASE+4</b>	AD7	AD6	AD5	AD4	AD3	AD2	AD1	AD0
<b>BASE+5</b>	0	0	0	DRDY	AD11	AD10	AD9	AD8

O bit D4 do endereço BASE+5, DRDY, é usado para indicar fim de conversão; enquanto está em nível lógico 1, o valor ainda não está disponível e quando DRDY está em nível lógico 0 a conversão acabou. Deve-se fazer uma nova leitura no endereço BASE+5 e depois uma leitura no endereço BASE+4. Para se obter o valor resultante deve-se rotacionar o valor lido do endereço BASE+5 de 8 casas à esquerda e somar ao valor lido no endereço BASE+4, obtendo-se assim um valor de 12 bits, de 0 a 4095. Para transformar o valor de 12 bits em tensão deve-se aplicar um fator de escala, considerando os valores máximo e mínimo de tensão do conversor, bem como o ganho que foi programado. A cada leitura do endereço BASE+4 realizada, o sinal DRDY é setado.



## II.4.2 - PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS ATMIO-16F-5 (ATMIO)

A placa de aquisição de dados ATMIO é uma placa de custo considerável. Dispõe de um conversor A/D com 16 entradas e ganho programável e dois conversor D/A, ambos de 12 bits; possui portas digitais de entrada e saída, um cristal e contador programável interno, que pode gerar sinais de disparo para o conversor A/D, garantindo assim intervalo entre amostragem constante. As especificações desta placa são apresentadas no Apêndice C, conforme o manual da mesma [13]. De modo semelhante à placa PCL, possui um mapa de endereços, apresentado no Tabela II.6. Os valores indicados são todos hexadecimais. A quantidade de endereços usada na placa é 32. É descrito à seguir, de forma sucinta, o modo de programação desta placa.

TABELA II.6 - MAPA DE ENDEREÇOS DA PLACA ATMIO

NOME DO REGISTRADOR	ENDEREÇO	TIPO	TAMANHO
<b>Grupo de Registradores de Status e Configuração</b>			
Command Register 1	BASE+0	Escrita	16 bits
Command Register 2	BASE+2	Escrita	16 bits
Status Register	BASE+0	Leitura	16 bits
<b>Grupo de Registradores de Carga de Evento</b>			
Start Convert Register	BASE+8	Escrita	8 bits
Start DAQ Register	BASE+A	Escrita	8 bits
A/D Clear Register	BASE+C	Escrita	8 bits
<b>Grupo de Registradores de Entrada Analógica</b>			
MUXMEMLD Register	BASE+4	Escrita	8 bits
MUXMEMCLR Register	BASE+5	Escrita	8 bits
MUXMEM Register	BASE+6	Escrita	16 bits
A/D FIFO Register	BASE+16	Escrita	16 bits
<b>Grupo de Registradores do Contador</b>			
Am Data Register	BASE+18	Leit./Esc.	16 bits
Am Command Register	BASE+1A	Escrita	16 bits
Am Status Register	BASE+1A	Leitura	16 bits

### PROCEDIMENTO PARA AQUISIÇÃO E DADOS

O hardware da placa ATMIO é consideravelmente mais complexo que o da placa PCL. Será descrito aqui somente o procedimento para programação de modo resumido. Maiores informações podem ser obtidas



no manual da placa, indicada nas referências.

Para realizar aquisição de dados com varredura de canais contínua devem ser seguidos os seguintes passos:

- a - Carregar a sequência de canais e ganho;
- b - Programar o temporizador;
- c - Programar o contador de amostras
- d - Limpar o circuito do conversor A/D e resetar o multiplexador;
- e - Habilitar operação de varredura da aquisição de dados;
- f - Aplicar o trigger;
- g - Realizar a operação de leitura dos valores.

Cada um desses passos serão descritos à seguir.

**a - Carregar a sequência de canais e ganho;**

Uma memória interna armazena os valores de canal e ganho. Estes valores devem ser armazenados antes que a aquisição se inicie. Para carregar esta memória para dois canais deve-se fazer:

- Escreva 0 para o registrador MUXMEMCLR;
- Escreva o valor do ganho do primeiro canal no registrador MUXMEM;

- Escreva o valor do ganho do segundo canal no registrador MUXMEM, setando o bit LASTONE;

- Escreva 0 no registrador MUXMEMLD.

**b - Programar o temporizador (taxa de amostragem);**

Para programar o temporizador, devem ser seguidos os seguintes passos.

- Envie o valor FF03H no Command Register;
- Envie um dos valores dado ao seguir ao Data Register para selecionar o sinal base:

8225H - 5MHz

8B25H - 1MHz

8C25H - 100kHz

8D25H - 10kHz

8E25H - 1kHz

8F25H - 100Hz

- Envie o valor FF0BH ao Command Register;
- Envie o valor 2 ao Data Register;
- Envie o valor FF44H ao Command Register;



- Envie o valor FFF3H ao Command Register;
- Envie o intervalo de amostragem desejado:
  - . Se o intervalo de amostragem está entre 2 e FFFFH, escreva o intervalo de amostragem no Data Register.
  - . Se o intervalo de amostragem é 10000H, escreva 0 ao Data Register.

- Envie o valor FF24H ao Command Register.

**c - Programar o contador de amostras**

Para um número de amostras inferior a 65536, realiza-se os seguintes passos:

- Envie o valor FF04H ao Command Register;
- Envie o valor 9025H ao data Register;
- Envie o valor FF0CH ao Command Register;
- Envie o valor de amostras ao Data Register;
- Envie o valor FF48H ao Command Register;
- Envie o valor FFF4H ao Command Register;
- Envie o valor FF28H ao Command Register;
- Limpe o bit 16\*/32 CNT no Command Register.

**d - Limpar o circuito do conversor A/D e resetar o multiplexador**

Envie o valor 0 para ADCLEAR e à seguir o valor 0 para o registrador MUXMEMLD.

**e - Habilitar operação de varredura da aquisição de dados**

Sete o bit DAQEN e SCANEN e zere o bit INTGATE\* no Command Register 1.

**f - Aplicar o trigger**

Envie o valor 0 para o registrador STARTDAQ.

**g - Realizar a operação de leitura dos valores**

Leia o Status Register; se os bits OVERRUN\* ou OVERFLOW\* estão zerados, a aquisição de dados foi abortada pois ocorreu algum problema. Neste caso envie o valor 0 para ADCLEAR e determine a causa do erro. Se não houver erro e o bit FIFOEF\* estiver setado, leia o A/D FIFO register para obter o resultado.



## CAPÍTULO III - DESCRIÇÃO DO PROGRAMA

### III.1 - INTRODUÇÃO

Apresenta-se neste capítulo uma descrição detalhada do sistema desenvolvido. Esta descrição pretende auxiliar futuros trabalhos de adaptações e versões deste sistema. Foi desenvolvido utilizando o compilador Turbo C 2.0 da Borland [14] e [15].

### III.2 - ESTRUTURA DO PROGRAMA

Internamente o programa trabalha usando vetores globais  $x[]$ ,  $magr[]$  e  $magi[]$ , todos do tipo float (números reais de simples precisão). De forma geral, o vetor  $x[]$  é usado para leitura de arquivos ou aquisição de dados e para resultados finais dos cálculos de funções; os vetores  $magr[]$  e  $magi[]$  armazenam resultados parciais de cálculos e a resposta de FFT. O vetor  $x[]$  possui 4096 elementos e os vetores  $magr[]$  e  $magi[]$ , 2048 elementos cada. O vetor  $x[]$  pode ser usado em cálculos de números complexo utilizando-se a parte "baixa" do mesmo (os primeiros 2048 elementos) para os valores reais e a parte "alta" (os últimos 2048 elementos) para os valores imaginários. Os cálculos complexos foram desenvolvidos explicitamente. Devido à limitações de memória, o uso de variáveis locais extensas foi evitado, optando-se para armazenamento temporário em arquivo. Isto ocasiona um tempo de processamento maior em algumas funções. São utilizadas ainda diversas outras variáveis globais do tipo float, char e int. O uso de variável global é altamente favorável no ambiente de rotinas, diminuindo a quantidade de parâmetros a serem passados, porém leva a possível problemas de falta de memória.

#### Descrição dos Arquivos

O programa desenvolvido está dividido em diversos módulos que agrupam rotinas com finalidades comuns. Esta divisão facilita a procura e alteração de rotinas bem como o processo de compilação. Dispondo-se de módulos separados, pode-se realizar a criação de



programas objeto de cada módulo e, usando o recurso PROJECT, realizar o agrupamento de todos módulos .obj através de um programa .prj, criando finalmente um programa executável. Caso se realize atualização em um módulo, deve-se refazer seu programa .obj e remontar o programa executável. A opção pelo desenvolvimento modular surge para evitar problemas de falta de memória.

Os módulos usados são: **geral.c**, **exibir.c**, **exibir1.c**, **arquivo.c**, **mat.c**, **fildig.c**, **projetan.c**, **caracan.c.**, **simula.c** e **expansao.c**. O programa de projeto chama-se **analisa.prj** e o programa executável é **analisa.exe**.

O módulo geral.c contém as declarações das variáveis globais e tipos de parâmetros de todas as rotinas. Contém a função main(), que gerencia todo o sistema. São agrupadas aqui diversas rotinas que não se enquadram em nenhum dos módulos citados anteriormente.

Os módulos exibir.c e exibir1.c contém rotinas que tratam da exibição bi e tridimensional de dados na tela. Foram divididos devido à problemas de memória para compilação.

O módulo arquivo.c contém rotinas que tratam de leitura e armazenamento em arquivo.

O módulo mat.c contém as rotinas de cálculos matemático e tratamento de dados.

O módulo fildig.c contém as rotinas para cálculo de filtro digital.

O módulo projetan.c contém as rotinas para realizar projetos de filtros anti-aliasing.

O módulo caracan.c contém as rotinas que realizam a caracterização de filtros analógicos por varredura senoidal.

O módulo simula.c contém as rotinas que realizam a simulação de sinais por software.

O módulo expansao.c contém uma rotina que pode ser atualizada para incorporar uma outra placa de aquisição ou interface de comunicação de dados ao sistema.

O programa analisa.prj contém o nome dos arquivos objetos que serão agrupados para formar o programa analisa.exe, ou seja todos os módulos citados anteriormente com a extensão .obj.

Há ainda dois arquivos de inclusão, cte.h e var.h. O arquivo cte.h contém definições de constantes simbólicas, tornando o



programa fonte mais claro. O arquivo var.h contém a definição de cada uma das variáveis globais declaradas no programa geral.c. É utilizada pelo compilador para, na criação do programa objeto de cada módulo, reconhecer as variáveis declaradas externamente. Em cada um dos módulos, são declarados os tipos de variáveis das rotinas utilizadas na mesma, arquivos de inclusão da linguagem C e os dois arquivos de inclusão descritos anteriormente.

São utilizados alguns arquivos para tabelas (**capacito.tab** e **resistor.tab**) e arquivos de ajuda (**placa.hlp**, **simula.hlp**, **arquivo.hlp**, **fildig.hlp**, **projetan.hlp**, **caracan.hlp**, **fonte.hlp**, **bidim.hlp**, **tridim.hlp** e **geral.hlp**).

Este sistema basicamente manuseia dados, sejam oriundos de arquivos, aquisição de dados ou gerados por simulação. Realiza projeto de filtros digitais, projeto de filtros analógicos *anti-aliasing* e caracterização de filtros analógicos por varredura senoidal. Estes recursos são acessados a partir do menu FONTE. Os dados podem ser exibidos de duas formas básicas, BIDIMENSIONAL e TRIDIMENSIONAL, conforme a fonte de dados ou opção escolhida e será detalhada junto da descrição das rotinas. Apresenta ainda uma biblioteca de funções matemáticas voltada à análise de vibrações, que pode ser acessada a partir das telas gráficas. O diagrama de blocos do sistema foi apresentado na Figura I.1.

Os programas-fonte tem aproximadamente 6000 linhas e o programa executável **analisa.exe** tem 230 kBytes.

### III.3 - FONTE DE DADOS

A rotina que determina a fonte de dados é `menu_fonte()`, armazenada no módulo geral.c. As opções disponíveis são:

- 1 - ARQUIVO
- 2 - PLACA AT-MIO-16F-5
- 3 - PLACA PCL-711B
- 4 - EXPANSAO
- 5 - SIMULACAO DE SINAL
- 6 - PROJETO DE FILTRO ANTI-ALIASING
- 7 - CARACTERIZACAO DE FILTROS
- 8 - FILTRO DIGITAL



Cada uma destas opções será descrita detalhadamente à seguir

### III.3.1 - FONTE 1: ARQUIVO

#### III.3.1.1 - INTRODUÇÃO

As rotinas que realizam leitura e escrita em arquivo estão agrupadas no módulo arquivo.c. As rotinas são: menu\_arquivo(), arquivo(), gravar(). O gráfico pode ser bi ou tridimensional. Estas rotinas são descritas à seguir.

#### III.3.1.2 - ROTINA MENU\_ARQUIVO

Esta rotina realiza a exibição e alteração dos parâmetros para leitura de arquivos. As opções disponíveis são:

##### 1 - Nome Base do Arquivo

Nesta opção é apresentado o nome base dos arquivos que serão lidos. Estes arquivos contém mesmo nome e extensão dat. Após o nome base são numerados sequencialmente, a partir de 1. Ao se escolher esta opção deve-se digitar apenas o nome base.

##### 2 - Quantidade de Arquivos (max)

Quantidade de arquivos que serão lidos. Ao se escolher esta opção deve-se digitar a quantidade desejada, menor ou igual ao valor máximo indicado.

##### 3 - Primeiro Arquivo Lido (max)

Deve-se indicar aqui qual será o primeiro arquivo da coleção de arquivos com o nome base selecionado no item 1, devendo ser menor ou igual ao valor máximo indicado.

##### 4 - Tipo de Gráfico

São possíveis dois tipos de gráficos, BIDIMENSIONAL e TRIDIMENSIONAL. Ao se escolher esta opção ocorre a comutação entre as duas alternativas.

##### 5 - Número de Pontos da FFT

Quantidade de pontos para o cálculo da FFT. Ao se escolher esta opção deve-se usar a seta para cima para dobrar a quantidade indicada e seta para baixo para dividir a quantidade indicada por dois.



#### **6 - Número Total de Pontos**

Quantidade total de pontos a ser lido do arquivo. Deve ser maior ou igual ao número de pontos da FFT. Caso o número total de pontos indicado seja maior que a quantidade de pontos presente no arquivo, serão acrescentados zeros nos elementos restantes. É usada para criar a média temporal. Ao se escolher esta opção deve-se usar a seta para cima para dobrar a quantidade indicada e seta para baixo para dividir a quantidade indicada por dois.

#### **7 - Número de Janelas**

É apresentada aqui a quantidade de janelas, para gráfico BIDIMENSIONAL. As funções default das janelas são tempo e módulo da FFT. Ao se escolher esta opção deve-se digitar a quantidade de janelas desejadas, de 1 a 9.

#### **8 - Número de Médias na Frequência**

Indica o número de pontos (ímpar) para se realizar uma média de valores adjacentes na densidade espectral de potência calculada. Por exemplo, ao se escolher o valor 3, é realizada uma média onde o vetor  $\text{magr}[i]$  será calculado fazendo  $\text{magr}[i] = \{ x[i-1] + x[i] + x[i+1] \} / 3$ . Ao se escolher esta opção deve-se digitar um valor ímpar positivo.

#### **9 - Uso de Filtro Digital**

São possíveis duas alternativas, NÃO e SIM. A opção SIM realiza o cálculo dos coeficientes do filtro digital default e os armazena em arquivo. Ao se escolher essa opção ocorre a comutação entre as duas opções.

#### **10 - Altera Parâmetros do Filtro Digital**

A seleção desta opção chama o menu de filtro digital, conforme descrito no item III.3.7. Após esta etapa, o filtro digital selecionado é projetado e seus coeficientes são armazenados em arquivo.

### **III.3.1.3 - ROTINA ARQUIVO ()**

Realiza a leitura de arquivos, em partes ou completo, conforme os valores de número de pontos do arquivo e número de pontos da FFT. Esta rotina ignora qualquer mensagem colocada antes do caracter %, que indica fim de comentário. A seguir lê o valor da frequência de amostragem, o número de bits e quatro valores



reservados. O sinal está armazenado à partir do sétimo valor até o fim do arquivo.

#### **III.3.1.4 - ROTINA GRAVAR()**

Realiza a gravação de dados em arquivo. No início do mesmo é colocado uma mensagem de identificação, data e mensagem do usuário, terminando a área de informações com um caracter %. A seguir são gravados seis valores reais: o primeiro é a frequência de amostragem, o segundo é o número de bits do sistema. Os quatro outros valores são zeros, reservados para uso futuro. A partir do sétimo valor até o final do arquivo, o sinal é armazenado.

### **III.3.2 - FONTE 2 e 3: PLACAS DE AQUISIÇÃO DE DADOS**

#### **III.3.2.1 - INTRODUÇÃO**

A aquisição de dados é realizada pelas rotinas menu\_placa(), atmio() e pcl(). Estas rotinas encontram-se no módulo placa.c. De modo resumido, a rotina menu\_placa() apresenta diversas variáveis que podem ser alteradas pelo usuário e serão usadas no ajuste dos valores da placa de aquisição de dados para realizar a aquisição de dados, que é realizada através das rotinas atmio() ou pcl(). É possível apresentação apenas em gráficos BIDIMENSIONAL.

#### **III.3.2.2 - ROTINA MENU\_PLACA()**

Esta rotina apresenta e permite alteração das variáveis que serão usadas na "setagem" da placa de aquisição escolhida. Apresenta 17 opções, descritas à seguir.

##### **01 - Frequência de Amostragem**

##### **2 - Tempo Total de Aquisição**

É a frequência de amostragem a ser programada nas placas, ou seja o inverso do tempo entre cada aquisição de dados. O tempo total de aquisição é o inverso de frequência de amostragem vezes o número de pontos. Eventualmente, o valor de frequência de amostragem será aproximado para um outro valor próximo, pois os contadores que geram a base de tempo dos conversores A/D devem ser programados com valores inteiros. Ao se escolher esta opção deve-se digitar um valor real, que poderá ser corrigido devido à truncagem



real-inteiro.

### **3 - Ganho do Conversor**

O ganho do conversor significa uma atenuação no sinal de entrada, alterando-se os valores máximos e mínimos de tensão. A placa PCL tem 5 opções de ganho e a placa ATMIO, 8. É indicado na tela os níveis máximo e mínimo de tensão para um dado ganho. Selecionando-se esta opção, o ganho é incrementado para o seguinte, até o último, quando retorna ao primeiro.

### **4 - Tipo de Sinal**

Há duas alternativas de tipo de sinal: REGIME e TRANSITÓRIO. Para a opção REGIME, a aquisição de dados se inicia quando o sinal de entrada atinge o nível dado na opção 7, nível de trigger. Na opção TRANSITÓRIO, a aquisição começa imediatamente. A escolha da opção 4 realiza a comutação entre as duas alternativas.

### **5 - Polaridade do Sinal**

A polaridade do sinal é uma característica de programação possível apenas na placa ATMIO. As alternativas são UNIPOLAR, para sinais com valores apenas não-negativos e BIPOLAR para sinais com tensões positivas e negativas. A escolha dessa opção realiza a comutação entre as duas alternativas. Para a placa PCL a alternativa é sempre UNIPOLAR.

### **6 - Modo da Entrada**

O modo de entrada também é uma característica possível apenas na placa ATMIO. As opções são SIMPLES, onde os sinais de entrada são em relação ao terra e DIFERENCIAL, onde os sinais são tomados em relação à terminais específicos. Nesta última alternativa, torna-se possível atenuar os ruídos de modo comum. A escolha dessa opção realiza a comutação entre as duas alternativas e é sempre SIMPLES para a placa PCL.

### **7 - Nível de Trigger**

Variável utilizada apenas quando na opção 4, tipo de sinal, tenha sido definido como REGIME. O nível de trigger refere-se a percentagem de tensão máxima que será realizado o disparo. Ao se escolher esta opção deve-se digitar o valor do nível desejado, em percentagem.

### **8 - Canal de Trigger**

Escolhe em que canal será observado o nível do sinal para



disparo. As alternativas são CANAL 0 e CANAL 1. A escolha desta opção realiza a comutação entre as duas alternativas e só tem sentido no tipo REGIME.

#### **9 - Número de Média**

Indica quantas aquisições serão realizadas de uma mesma onda. As aquisições serão sobrepostas no mesmo vetor. Ao se escolher esta opção, deve-se digitar o valor desejado de médias.

#### **10 - Quantidade de Canais**

São indicados aqui quantos canais serão usados na aquisição, 1 ou 2. Ao se escolher esta opção realiza-se a comutação entre as alternativas.

#### **11 - Nome Base do Arquivo**

Declara-se o nome base dos arquivos que eventualmente serão utilizados para armazenar os sinais resultantes da aquisição. Ao se escolher esta opção, deve-se digitar apenas o nome base.

#### **12 - Número de Pontos**

Quantidade de pontos a serem adquiridos na placa de aquisição. Ao se escolher esta opção usa-se a seta para cima para dobrar o valor indicado e seta para baixo para dividir o mesmo por dois.

#### **13 - Simular Aquisição**

Há duas alternativas para esta opção: NAO e SIM. A simulação de aquisição deve ser usada quando eventualmente a placa não esteja presente e se deseje realizar um teste em outras rotinas. Caso a placa esteja presente, pode-se usar a alternativa NAO. Ao se escolher esta opção, realiza-se a comutação entre as duas alternativas.

#### **14 - Retirar valor Médio**

Há duas alternativas, SIM e NÃO. Na alternativa SIM, não importa a fonte de dados, o valor médio do sinal é calculado e subtraído de cada elemento do vetor temporal. Ao se escolher esta opção, realiza-se a comutação entre as duas alternativas.

#### **15 - Quantidade de Placas**

Para melhorar o desempenho da aquisição com a placa PCL, foi previsto a possibilidade de se usar duas placas, cada uma com um sinal conectado no canal 0; pode-se também utilizar apenas uma placa PCL, devendo-se utilizar os canais 0 e 1 da mesma. Portanto há duas alternativas **1** e **2** Para a placa ATMIO há apenas a



alternativa 1. Ao se escolher esta alternativa ocorre a comutação entre as duas alternativas, somente para a placa PCL.

#### **16 - Endereco Base da Placa 1**

Indica o endereço base de placa 1. Ao se escolher esta opção deve-se digitar o endereço base, em hexadecimal.

#### **17 - Endereco Base da Placa 2**

Indica o endereço base de placa 2. Esta alternativa só é possível para a placa PCL. Ao se escolher esta opção deve-se digitar o endereço base, em hexadecimal. Os endereços da placa 1 e 2 não podem ser iguais.

### **III.3.2.3 - ROTINA PCL()**

Esta rotina realiza a aquisição de dados com a placa PCL-711B, conforme descrito no manual do fabricante [8]. Os vetores `x[]` e `magr[]` são utilizados como variáveis temporárias. Os sinais são armazenados em arquivos temporários com nomes `tempor1.dat` e `tempor2.dat`. Se for escolhido tipo de sinal REGIME, nível de trigger de 50% e tensão máxima de 5,0V, o disparo para o início da aquisição será realizado quando a tensão atingir um valor maior que 2.5V. Caso o sinal já apresente um nível maior que o de disparo, a rotina espera por um novo ciclo. Se, após 3 períodos total de amostragem não ocorrer um disparo, a aquisição é realizada não importa o nível do sinal.

### **III.3.2.4 - ROTINA ATMIO()**

Esta rotina realiza a aquisição de dados com a placa ATMIO-16F-5, conforme descrito no manual do fabricante [9]. Os vetores `x[]`, `magr[]` e `magi[]` são utilizados como variáveis temporárias. Os sinais são armazenados em arquivos temporários com nomes `tempor1.dat` e `tempor2.dat` para o sinal da canal 0 e um 1 respectivamente. As observações quanto ao nível de trigger são as mesmas que para a placa PCL.

## **III.3.3 - FONTE 4: EXPANSÃO**

Esta opção de fonte de dados objetiva deixar disponível ao usuário a possibilidade de utilizar uma outra fonte de dados além



das descritas anteriormente. Pode-se incorporar ao sistema um outro tipo de placa de aquisição, um instrumento com interface de comunicação de dados (osciloscópio digital, analisador de sinais) etc. O menu de opções deverá ser desenvolvido pelo usuário. A única rotina deste módulo chama-se `expansor()`, está armazenada no arquivo `expansao.c` e simplesmente realiza o carregamento do vetor `x[]` com uma função do tipo  $\sin(200 \cdot \text{PI} \cdot i)$ , sendo  $i$  um valor que varia de 0 à  $2 \cdot \text{PI}$ . No Apêndice D é descrito como deve ser implementada tal rotina.

### III.3.4 - FONTE 5: SIMULAÇÃO DE SINAIS

#### III.3.4.1 - INTRODUÇÃO

As rotinas que envolvem a simulação de sinais por software são agrupadas no arquivo `SIMULA.C`. As rotinas são `menu_simula()` e `simulacao()`. Esta opção permite uma certa liberdade na criação de sinais com componentes periódicos, aleatório e valor médio. É possível apenas gráfico BIDIMENSIONAL. A seguir serão descritas as rotinas.

#### III.3.4.2 - ROTINA `MENU_SIMULA()`

Realiza a exibição e alteração das variáveis usadas na simulação de sinais por software. Apresenta 9 opções, descritas à seguir:

##### 1 - Forma de Onda do Sinal

Há quatro opções de forma de onda disponíveis: `SENÓIDE`, `COSSENÓIDE`, `TRIANGULAR` e `QUADRADA`. Ao se escolher esta opção, a forma de onda é trocada pela seguinte, na ordem dada acima; após a última alternativa retorna-se à primeira.

##### 2 - Amplitude (V)

Amplitude do sinal à ser gerado, em Volts. Ao se escolher esta opção deve-se digitar o valor de amplitude desejado.

##### 3 - Fase (graus)

Fase de atraso em relação ao sinal original. Opção válida somente para as alternativas `SENÓIDE` e `COSSENÓIDE`. Ao se escolher esta alternativa, deve-se digitar o valor de fase desejado, em graus.



#### **4 - Frequência (Hz)**

Frequência do sinal à ser gerado. Ao se escolher esta alternativa, deve-se digitar o valor de frequência desejada, em Hertz.

#### **5 - Componente Contínuo (V)**

Nível de componente contínuo(cc) que será somado ao sinal. Ao se escolher esta alternativa, deve-se digitar o valor de componente contínuo desejado, em Volts.

#### **6 - Componente Aleatório (V)**

Nível de componente aleatório máximo que será somado ao sinal. Ao se escolher esta alternativa, deve-se digitar o valor de componente aleatório máximo desejado, em Volts.

#### **7 - Número de Pontos**

Número de pontos do sinal a ser gerado. Ao se escolher esta opção deve-se digitar o número de pontos de aquisição desejado.

#### **8 - Número de Ciclos**

Indica o número de ciclos ou períodos do sinal, inclusive fração. Ao escolher esta opção deve-se digitar o número de ciclos desejado.

#### **9 - Nome Base do Arquivo**

O sinal gerado poderá ser armazenado no arquivo aqui indicado. Para arquivos já existente será criado um arquivo após o último. Ao escolher esta opção deve-se digitar o nome base desejado.

#### **10 - Tipo de Harmonica**

#### **11 - Numero de Harmonicas**

Há três opções para Tipo de Harmônica: NENHUM, PAR e IMPAR. O Numero de Harmonica se refere a quantas componentes do tipo de harmonica selecionada serão somadas ao sinal periódico.

### **III.3.4.3 - ROTINA SIMULACAO ()**

Calcula o sinal determinado pelas variáveis da rotina menu\_simula() e armazena o resultado no arquivo temporário.

## **III.3.5 - FONTE 6: PROJETOS DE FILTROS ANALÓGICOS**

### **III.3.5.1 - INTRODUÇÃO**

Os projetos de filtros analógicos são realizados pelas rotinas



menu\_filtroana(), projetfilana(), graffiltro() e escolherc(). Todas estas rotinas encontram-se no arquivo PROJETAN.C. De forma geral, dado a ordem  $n$  do filtro, a frequência de corte, o tipo de resposta e tipo de filtro, são calculados os parâmetros e a resposta teórica de cada estágio do filtro. A configuração dos estágios de segunda ordem é a Sallen-Key e a do estágio de primeira ordem é a configuração inversora. Os valores dos componentes para implementação são armazenados num arquivo com extensão **res** e também exibidos na tela. A seguir são exibidas as respostas teóricas de cada estágio e global, sendo armazenadas em arquivos com extensão **arq** com numeração crescente a partir de 1. Pode-se também plotar um outro conjunto de arquivos, a fim de realizar comparações. Os gráficos são bidimensionais.

### III.3.5.2 - ROTINA MENU\_FILTEROANA()

Rotina de exibição e entrada de parâmetros para realização de projeto de filtros analógicos.

Apresenta um menu com dez opções descritas a seguir:

#### 1 - Tipo de Filtro:

Apresenta como valor *default* o arquivo butter.tab, que contém os parâmetros de  $f_c$  e  $Q$  para projeto de filtros com resposta Butterworth; escolhendo-se esta opção, o tipo de filtro é alterado para *bessel.arq*, *cheby01.arq* e *cheby1.arq* e novamente *butter.tab*, respectivamente arquivos de parâmetros para projetos de filtros tipo Bessel e Chebyshev com  $A_{MAX}$  igual a 0.1 e 1.0 dB.

#### 2 - Frequência de Corte:

É o valor da frequência de corte do filtro analógico a ser projetado, dada em Hz. Ao se escolher esta opção deve-se digitar a frequência de corte desejada.

#### 3 - Ordem do filtro:

Ordem do filtro a ser projetado, podendo ser de 2 a 9. Ao se escolher esta opção deve-se digitar a ordem do filtro desejada.

#### 4 - Nome Base dos Arquivos de Saída:

Partícula do nome de saída dos arquivos que armazenarão as respostas teóricas de cada estágio e global dos filtros. Ao se escolher esta opção deve-se digitar o nome base do arquivo desejado.



### **5 - Nome do Arquivo de Parâmetros**

Parâmetros de cada estágio do filtro projetado, como valores de resistores, capacitores, frequência de corte e  $Q$  são armazenados no arquivo aqui indicado para facilitar a implementação do filtro. Os valores de resistor são dados em Ohms e a de capacitores são dadas em Farad. Ao escolher esta opção deve-se digitar o nome completo do arquivo onde serão armazenados os parâmetros.

### **6 - Nome Base dos Arquivos de Comparação**

### **7 - Número de Arquivos de Comparação**

São indicados aqui quais e quantos arquivos serão também plotados juntos com os filtros projetados. Pode-se usar arquivos de filtros que já foram caracterizados para comparação com valores teóricos. Caso não se deseje comparação, indique 0 no item 7.

### **8 - Número de Pontos:**

Indica a quantidade de pontos de cálculo da resposta de cada estágio do filtro e da resposta total. Ao escolher esta opção, deve-se digitar a quantidade de pontos desejada.

### **9 - Número de Décadas Anterior(es)**

### **10 - Número de Décadas Posterior(es)**

As respostas dos estágios e global serão calculadas desde a frequência situada a número de décadas anteriores até a frequência que está ao número de décadas posteriores em relação à frequência de corte. Por exemplo, suponha  $f_c$  igual a 1,3kHz, com 1 década anterior e 2 décadas posteriores. A resposta seria calculada desde 130Hz a 130kHz, com a quantidade de pontos dada no item 8, logaritmicamente espaçados. Ao se escolher uma destas opções deve-se digitar um valor inteiro positivo.

### **III.3.5.3 - ROTINA PROJETA NA ()**

Realiza o projeto dos estágios de filtros de primeira e segunda ordem, conforme valores definidos na rotina menufiltro() e Franco[7].

Nesta rotina são criados arquivo de parâmetros e arquivos de respostas de cada estágio e resposta global. O equacionamento dos filtros é apresentado no Capítulo 2. Cada arquivo de resposta contém um cabeçalho de informações finalizados pelo caracter % (percentagem) e duas colunas de dados contendo respectivamente



frequência e ganho.

#### **III.3.5.4 - ROTINA GRAFFILTRO()**

Esta rotina realiza a leitura dos arquivos de saída, criados na rotina projeto() e os arquivos de comparação indicados no item 6 da rotina menufiltro(), se houverem. São determinados os valores máximos e mínimos da frequência e ganho de todos os arquivos e a seguir, são plotados todos os valores, com frequência e magnitude em escala logarítma. São plotadas divisões verticais de 20 dB e horizontais de valores múltiplos inteiros das frequências de base 10. A frequência de corte e a frequência onde é iniciada a banda atenuada são destacadas com uma reta vertical de cor magenta.

#### **III.3.5.5 - ROTINA ESCOLHERC()**

Esta rotina recebe um valor de capacitor ou resistor e procura no arquivo de valores comerciais (capacito.tab ou resistor.tab), o valor comercial imediatamente superior, retornando-o como valor atribuído.

### **III.3.6 - FONTE 7: CARACTERIZAÇÃO DE FILTROS ANALÓGICOS**

#### **III.3.6.1 - INTRODUÇÃO**

Os filtros passa-baixa projetados pelas rotinas do arquivo PROJETAN.C são aqui caracterizados por varredura senoidal. Neste método, um gerador de sinais senoidal com recurso de controle de frequência por tensão cc externa é utilizado para, sob controle do microcomputador, realizar uma varredura na faixa de frequência especificada. Determinando-se a frequência do sinal e a amplitude dos sinais de saída e entrada do filtro para diversos pontos, pode-se observar a resposta do circuito sob teste.

A caracterização é uma etapa importante pois poder-se-á verificar se a implementação real apresenta resultados compatíveis com os calculados teoricamente. A caracterização de filtros é realizada pelas rotinas menucaracfiltro(), calibrar(), e caracteriza(), presentes no módulo CARACAN.C.

#### **III.3.6.2 - ROTINA MENU\_CARACFILTRO()**



Rotina para entrada dos parâmetro usados na caracterização de filtro. São apresentados nove parâmetros definidos como a seguir.

**1 - Nome do Arquivo de Saída**

**2 - Frequência Inicial (Hz)**

**3 - Frequência Final (Hz)**

**4 - Número de Pontos**

A caracterização do filtro será realizada por varredura senoidal, desde uma frequência inicial até uma frequência final, na quantidade de pontos dada na opção 4, espaçados logaritmicamente. O nome completo do arquivo onde será armazenada a resposta teórica é dado na opção 1. O formato deste arquivo é igual àquele do projeto de filtros analógicos, com um cabeçalho de informações finalizado pelo caracter % (porcentagem). A seguir são listados valores de frequência e ganho, respectivamente.

**5 - Método de Cálculo**

Há dois métodos possíveis de cálculo do ganho: MAX, que realiza a relação dos valores de amplitudes máximas (valores de pico-a-pico) ou FFT, que faz a relação dos máximos das FFT's dos sinais de saída e entrada. O segundo método é preferido quando da existência de ruído. O método FFT tem como inconveniente a demora devido o cálculo da mesma. Em qualquer um dos métodos, a FFT é calculada para determinação da frequência do sinal. Ao se escolher esta opção, ocorre a comutação entre as duas opções.

**6 - Número de Pontos da FFT**

Refere-se à quantidade de pontos de aquisição de dados e cálculo da FFT. Ao se escolher esta opção usa-se a seta para cima para dobrar a quantidade de pontos indicada e seta para baixo para dividir a mesma por dois.

**7 - Número de Pontos**

Refere-se à quantidade de pontos de caracterização. Ao se escolher esta opção deve-se digitar a quantidade de pontos desejada.

**8 - Placa de Aquisição**

Indica a placa que será usada para realizar a aquisição de dados de entrada e saída do filtro. Há opções de placa ATMIO e PCL respectivamente placa de aquisição ATMIO-16F-5 e PCL-711B. Ao se escolher esta opção, ocorre a comutação entre as duas alternativas.



## 9 - Calibração dos Conversores

Esta opção indica se será realizada a calibração entre a tensão do conversor D/A e frequência do sinal gerado, conforme a placa de aquisição escolhida. A calibração é realizada pela rotina `calibrar()`. Há também a opção `DEFAULT`, com valores adequados. Uma vez realizada a calibração surge outra opção, `CALIBRADO`. Ao se escolher esta opção, ocorre a comutação entre as alternativas.

### III.3.6.3 - ROTINA CALIBRAR()

Esta rotina realiza a calibração entre as tensões máxima e mínima de saída do conversor D/A e a frequência gerada pelo gerador de sinal. O gerador de sinais deve ter a possibilidade de controle externo da frequência por tensão, uma característica comum nos geradores comerciais. As décadas podem ser de comutação externa em botões.

Os geradores de sinais geralmente possuem décadas que permitem a variação de frequência desde um fator 0,2 até 2 vezes a frequência base da década. Por exemplo, na década 100, com frequência base 100Hz, a faixa de frequência gerada vai de 20 a 200Hz. Dada um nível mínimo de tensão no conversor D/A, é gerado no gerador um sinal com frequência mínima naquela faixa; de modo semelhante, para um nível de tensão máximo obtém-se um sinal de frequência máxima. Realiza a aquisição de dados do sinal gerado e obtém-se a frequência determinando o máximo da FFT, no modo sem valor médio. A calibração é realizada na década 100. A mudança de década no gerador simplesmente mudará a base da frequência gerada. Assim, caso tenha sido determinadas frequências mínima e máxima de 19,8 Hz e 203,5 Hz respectivamente, na década 100, a faixa de frequência será de 198,0Hz a 2035,0Hz na década 1000.

### III.3.6.4 - ROTINA CARACTERIZA()

Nesta rotina é realizada a caracterização do filtro por varredura senoidal.

Inicialmente são apresentados os valores máximos e mínimos de frequência e tensão, da calibração ou de valores *default*.

A seguir, são indicados na tela as ligações que devem ser realizadas, a saber, o sinal do gerador deve ser conectado na



entrada do filtro e no canal 0 da placa de aquisição e o sinal de saída deve ser ligado no canal 1 da placa. É indicado em que década o gerador de sinais deve ser posicionado.

No processo de caracterização sucedem-se etapas de aquisição de dados e cálculos. Para cada ponto são exibidos na tela o número da aquisição, o valor de entrada e saída calculado (amplitude ou FFT), o valor de relação saída e entrada, a frequência do sinal gerado, a frequência de amostragem da placa de aquisição e o elemento do vetor da FFT onde foi determinado o máximo.

Quando a frequência para caracterização for maior que o valor máximo de frequência de década, é emitida uma mensagem solicitando a mudança de década.

Terminada a caracterização é apresentada a duração do processo de caracterização em segundos. Pode-se então gravar os dados caso se considere os dados numéricos consistente para possível comparação com valores teóricos.

A visualização gráfica dos dados obtidos é possível na opção 6 do Menu Principal, no **Projeto de Filtros Analógicos**.

A caracterização pode ser realizada no filtro como um todo ou em cada estágio isolado. Caso a caracterização global apresente resultados muito diferentes daqueles previstos teoricamente, convém realizar a caracterização de cada estágio, detectando possíveis componentes defeituosos ou com valores de componentes errados. No caso de caracterização de todos os estágios, use o mesmo nome e extensão para os arquivos de saída, diferenciados pelo número 1,2 etc, começando da resposta global e indo até o último estágio, que terá o maior número.

Deve-se observar que, alguns estágios com alto  $Q$  podem fazer com que o sinal de saída do mesmo atinjam a saturação, distorcendo os resultados. Convém, portanto realizar uma varredura manual próxima da frequência do corte e verificar visualmente se ocorre distorção no sinal. Caso seja observada distorção, deve-se diminuir a amplitude do sinal de entrada. Para as placas PCL e ATMIO e com filtros com baixos  $Q$  (menor que 2,0) pode-se usar um sinal de amplitude de pico de 3,0V.

### III.3.7 - FONTE 8: FILTROS DIGITAIS



### III.3.7.1 - INTRODUÇÃO

O projeto de filtro digital é realizado pelas rotinas `menu_filtrodig()`, `filtrocalc()` e `arquivofildig()`. Todas estas rotinas encontram-se no arquivo `FILDIG.C`. De forma geral, dado o tipo de filtro, ganho da banda passante e atenuada, frequências de amostragem, passante e de corte, são determinados os parâmetros do filtro FIR usando o método de janelamento de Kaiser. Os dados de entrada podem vir do arquivo corrente nas exibições bidimensionais ou ser especificado pelo usuário. O sinal filtrado pode ser armazenado em um arquivo especificado.

### III.3.7.2 - ROTINA MENU\_FILTRODIG()

Rotina de exibição e entrada de parâmetros para realização de projeto de filtro digital.

Apresenta um menu com dez ou doze opções descritas a seguir:

#### 1 - Tipo de Filtro:

Apresenta como valor *default* o filtro PASSA-BAIXA. Ao se escolher esta opção o tipo de filtro é mudado sequencialmente para PASSA-ALTA, PASSA-BANDA e REJEITA-BANDA, retornando a seguir para a primeira opção.

#### 2 - Gravar Arquivo de Saída:

#### 3 - Nome do Arquivo de Entrada:

#### 4 - Nome do Arquivo de Saída:

#### 5 - Nome do Arquivo de Parâmetros:

A opção 2 é usada para indicar se deseja gravar em arquivo o sinal filtrado. O valor default é NÃO e os ítem 3 e 4 tornam-se inacessíveis. Neste caso somente o arquivo de parâmetros será gerado e o sinal filtrado será apenas exibido na tela. Ao se escolher a opção 2, seu status é mudado para SIM e pode-se alterar os ítem 3 e 4. O arquivo de saída será criado e receberá os valores temporais armazenados no arquivo indicado no item 3, já filtrados.

#### 6 - Ganho na Banda Passante

#### 7 - Ganho na Banda Atenuada

#### 8 - Frequência de Amostragem

#### 9 - Frequência de Corte

#### 10 - Frequência Passante



Estes itens referem-se à parâmetros de entrada para cálculo dos coeficientes do filtro digital, conforme equacionamento do item II.2.4 e II.2.6. Para os tipos de filtros PASSA-BANDA e REJEITA-BANDA, as opções 9 e 10 são alteradas para **Frequência de Corte Inferior** e **Frequência Passante Inferior** e são criadas duas novas opções:

**11 - Frequência Passante Superior**

**12 - Frequência de Corte Superior**

### **III.3.7.3 - ROTINA FILTROCALC()**

Esta rotina utiliza os valores indicados na rotina menu\_filtrodig() para calcular os coeficientes do filtro digital. Estes coeficientes são armazenados no arquivo indicado na opção 4 do item anterior. O método de cálculo é apresentado no item II.2.7. Os vetores magr[], magi[] e x[] são utilizados como variáveis temporárias para armazenar os coeficientes do filtro digital. Quanto mais abrupta for a inclinação da curva do filtro, maior será o número de coeficientes. Desta forma, evita-se a criação de variáveis locais extensas e não se impõe limitação muito restritiva quanto à ordem do filtro.

### **III.3.7.4 - ROTINA ARQUIVOFILDIG(int lin)**

Rotina para leitura do arquivo fonte quando lin=1 e leitura do arquivo de coeficientes quando lin=2.

## **III.4 - MODOS DE EXIBIÇÃO**

Foram desenvolvidas duas rotinas para exibição bidimensional e uma rotina de exibição tridimensional. Para qualquer uma das fontes de dados descritas anteriormente, pode-se realizar a visualização gráfica dos resultados, podendo rapidamente determinar a validade da medição ou do projeto. Cada um dos modos de exibição possui um menu com algumas funções comuns e outras funções específicas. A fonte ARQUIVO utiliza uma variável chamada apontador de arquivo que indica a ordem do arquivo a ser exibido no modo bidimensional. No modo tridimensional, o apontador pode servir para destacar um arquivo.



### III.4.1 - EXIBIÇÃO BIDIMENSIONAL

A exibição bidimensional é uma ferramenta de visualização útil para observação da forma de onda do sinal temporal bem como das funções calculadas sobre o mesmo, no domínio do tempo e no domínio da frequência. Um das rotinas disponíveis para exibição bidimensional é usada apenas na apresentação da resposta em frequência de filtros e foi descrita no item III.3.5.4. A outra rotina chama-se `exibebi()` e está armazenada no módulo EXIBIR.C. É de uso mais geral, podendo ser utilizada com fonte de dados em arquivo, placas de aquisição e simulação de dados. Podem ser analisados até dois sinais: para fonte ARQUIVO, o sinal x será lido do arquivo indicado pelo apontador de arquivos e o sinal y será lido do arquivo seguinte ao indicado pelo apontador de arquivo; para fonte PLACA o sinal x vem do canal 0 e o sinal y do canal 1 da placa de aquisição utilizada.

#### III.4.1.1 - ROTINA EXIBEBI ()

Realiza a exibição de dados bidimensionais. A tela é dividida em até 10 janelas onde são exibidos o sinal temporal ou uma função calculada sobre o mesmo. Cada janela apresenta escalas verticais e horizontais e indicação das funções calculadas.

As opções disponíveis no menu, somente para exibição bidimensional, são descritas a seguir e são apresentadas no rodapé do gráfico bidimensional, com uma letra destacada em vermelho.

**maT** : usada para selecionar a função a ser exibida em cada janela. Ao se escolher esta opção, a janela superior é destacada e deve-se digitar um número relacionado com a função a ser calculada. A seguir, as janelas inferiores são sucessivamente destacadas, devendo digitar a função desejada. Caso não se deseje fazer alterações, digite ESC. As rotinas das funções são descritas no item III.5. As funções podem envolver o sinal x ( ou aquisição no canal 1), o sinal y (aquisição no canal 2) ou ambos os sinais. As tabelas de valores para cada caso são exibidas à seguir:

TABELA III.1 - FUNÇÕES DO SINAL X (CANAL 1)

VALOR	FUNÇÃO	DESCRIÇÃO
-------	--------	-----------



01	MAGX	Módulo da FFT
02	MAGIX	Parte Imaginária da FFT
03	MAGRX	Parte Real de FFT
04	FASEX	Fase da FFT ( $\arctan(\text{MAGIX}/\text{MAGRX})$ )
05	GXX	Espectro de Potência
21	TEMPX	Sinal temporal
22	RXX	Correlação do sinal
26	PROBX	Distribuição de Probabilidade
27	dPROBX	Densidade de Distribuição de Probabilidade

**TABELA III.2 - FUNÇÕES DO SINAL Y (CANAL 2)**

VALOR	FUNÇÃO	DESCRIÇÃO
11	MAGY	Módulo da FFT
12	MAGIY	Parte Imaginária da FFT
13	MAGRY	Parte Real de FFT
14	FASEY	Fase da FFT ( $\arctan(\text{MAGIY}/\text{MAGRY})$ )
15	GYX	Espectro de Potência
31	TEMPX	Sinal Temporal
32	RYY	Correlação do Sinal
36	PROBY	Distribuição de Probabilidade
37	dPROBY	Densidade de Distribuição de Probabilidade

**TABELA III.3 - FUNÇÕES ENTRE OS SINAIS X E Y (CANAIS 1 E 2)**

VALOR	FUNÇÃO	DESCRIÇÃO
16	GXY	Espectro Cruzado
17	GYX	Espectro Cruzado
18	HXY	Resposta em Frequência
19	PXY	Coerência
25	DIFT	Diferença Temporal entre os sinais x e y (ponto à ponto)
33	RXY	Correlação Cruzada
34	hf	Resposta ao Impulso

**cRuz:** Apresenta um cursor em forma de cruz sobre o sinal



plotado. A função e as coordenadas do ponto são exibidos no canto inferior direito da tela. As setas para direita e esquerda ( → , ← ) podem ser usadas para deslocar o cursor sobre a onda; a tecla **HOME** posiciona o cursor no início da onda e a tecla **END** coloca-o no final da onda. Pode-se ainda utilizar as teclas **5**, **1**, **2**, **3** para realizar um deslocamento positivo de 5%, 10%, 20% ou 30% respectivamente, em relação à ordenada atual. Usa-se ainda as teclas **I** e **F** para marcar início e final de blocos respectivamente, para uso de zoom. Caso haja mais de uma janela pode-se usar as teclas de seta para baixo e seta para cima ( ↓ , ↑ ) para alterar a janela de rastreamento.

**Zoom:** Realiza o exibição de apenas duas janelas, sendo a janela inferior o zoom da janela superior. A área sob zoom da janela superior é destacada por um retângulo. Pode-se usar o opção Função para selecionar o função sob Zoom e a opção X para selecionar a área sob zoom.

**J-janela:** a opção J seleciona o número de janelas de exibição. Ao se escolher esta opção deve-se digitar o valor de janelas, de 1 à 9. A opção j incrementa o número de janelas disponíveis; caso o número de janelas seja 10, o número de janela retorna à 1.

**Gravar:** Realiza a gravação do sinal temporal num arquivo. Pode-se colocar uma mensagem no mesmo. Esta opção não é válida na opção de fonte ARQUIVO.

**3D :** muda para a forma de exibição tridimensional. Esta opção aplica-se somente à opção de fonte ARQUIVO.

**Escala:** Realiza a colocação de linhas pontilhadas indicando escala horizontal.

**número:** Usada para se selecionar o arquivo, carregando o apontador de arquivos com o número do arquivo desejado; ao se escolher esta opção deve-se digitar o valor.

**Proximo:** realiza incremento no apontador de arquivos ou realiza nova aquisição de dados, conforme a FONTE.

### III.4.2 - EXIBIÇÃO TRIDIMENSIONAL

A opção de exibição tridimensional pode ser usada apenas com a fonte ARQUIVO. É uma ferramenta de visualização importante pois



permite comparação relativa dos sinais dos arquivos, principalmente tendências de frequências e amplitudes. A plotagem das curvas exigem um tempo de processamento significativo e deste modo, deve-se fazer as alterações no menu e depois solicitar a plotagem, com a opção ESC. As opções deste modo de exibição são apresentadas no rodapé da tela gráfica, com um letra da opção destacada em vermelho. As funções do menu exclusivas deste modo de exibição são apresentadas a seguir.

**rZ:** rotaciona o sistema em torno do eixo Z; a opção **z** incrementa o ângulo (sentido horário) e a opção **Z** decrementa-o (sentido anti-horário);

**rX:** rotaciona o sistema em torno do eixo X; a opção **x** incrementa o ângulo e a opção **X** decrementa-o;

**base:** realiza o aumento ou diminuição da base da figura de exibição (plano x-y);

**2D:** saída para apresentação de dados bidimensional e exibição do arquivo indicado no apontador de arquivos.

↑ ou ↓ : Desloca o apontador de arquivos para a onda seguinte ou anterior respectivamente, destacando-a das demais.

**aAtualizar:** plotagem das curvas.

**eixO:** permite a exibição ou não do eixo tridimensional de visualização.

### III.4.3 - OPÇÕES COMUNS DE EXIBIÇÃO BI E TRIDIMENSIONAL

São descritas à seguir as opções de menu comuns aos modos de exibição bi e tridimensional.

**media:** realiza a comutação entre as opções de retirar ou não o valor médio do sinal temporal.

**Menu:** Realiza a saída da exibição gráfica, voltado ao menu FONTE.

**Ligar:** realiza a comutação entre a opções de ligação dos pontos adjacentes por linhas retas e a opção de somente colocar os pontos, sem ligação entre os mesmos;

**Filtro :** usada para comutar o uso ou não do filtro digital;

**Cor:** usada para alterar a cor de exibição do sinal; ao se escolher esta opção ocorre a comutação entre 15 valores diferentes de cor;

**Window:** realiza um janelamento no sinal temporal. As opções são RETANGULAR, TRIANGULAR, HANNING e EXPONENCIAL. Ao se escolher esta opção ocorre a comutação entre as alternativas;

**dB :** realiza a comutação entre as alternativas de escala linear e logarítma para exibição de funções no domínio da frequência;

**PRN:** cópia da tela gráfica para a impressora; antes de executar o programa deve-se carregar o graphics do DOS;

**funDo:** altera a cor de fundo do gráfico;

**Ajuda:** realiza a apresentação de mensagem de auxílio referente ao modo de exibição em curso, com descrição das opções de menu.

**Sair:** saída do programa.

### III.5 - FUNÇÕES MATEMÁTICAS

#### III.5.1 - INTRODUÇÃO

As rotinas matemáticas são agrupadas no arquivo MAT.C. Foram desenvolvidas funções usualmente utilizadas na análise de vibrações, como espectro de potência, correlação, coerência etc. Todas estas funções são calculadas utilizando-se a FFT. A seguir será descrita cada uma destas funções.

#### III.5.2 - ROTINA FFT()

Realiza o cálculo da FFT nos dados armazenados no vetor  $x[]$ , colocando o resultado nos vetores  $magr[]$  e  $magi[]$ , respectivamente a parte real e imaginária da mesma. O algoritmo utilizado é descrito no Capítulo II. Esta rotina realiza também o reajuste do vetor de entrada pelo bit reverso e divide cada elemento pelo número de pontos da FFT.

#### III.5.3 - ROTINA TEMPO()

Esta rotina carrega o vetor  $x[]$  com dados conforme a fonte de dados que tenha sido definida, arquivo, placa ou simulado. A seguir os dados são multiplicados por uma função de janelamento. Se a opção filtro digital tiver sido selecionada, os dados são filtrados. É realizado o cálculo do valor médio e variância e, se desejado, retira-se o valor médio do sinal.



#### **III.5.4 - ROTINA DIFT()**

Realiza a leitura do arquivo 0 com a rotina tempo() e o armazena no vetor magr[]. A seguir, realiza a leitura do arquivo 1 com a rotina tempo() e subtrai ponto a ponto do vetor magr[]. O resultado é retornado no vetor x[].

#### **III.5.5 - ROTINA DENSIPROB()**

Calcula a densidade de probabilidade dos dados armazenados no vetor x[]. A parte alta do vetor x[], x[3] é usada para armazenar a resposta.

#### **III.5.6 - ROTINA PROBABILIDADE()**

Calcula probabilidade dos dados armazenados no vetor x[]. A parte alta do vetor x[], x[3] é usada para armazenar a resposta.

#### **III.5.7 - ROTINA MODULO()**

Calcula o módulo dos vetores magr[] magi[] e armazena o resultado no vetor x[].

#### **III.5.8 - ROTINA ESPECTRO()**

Calcula o espectro de potência do sinal. Dois tipos de médias são disponíveis: no tempo, onde o sinal é dividido em dois ou mais blocos e calculado a FFT de cada bloco e o espectro resultante é a média de cada um dos pontos resultantes; média na frequência, onde, do espectro calculado anteriormente é realizada a média dos pontos adjacentes. O resultado é armazenado no vetor x[].

#### **III.5.9 - ROTINA ESPECTROCRUZ()**

Calcula o espectro de potência cruzado de dois sinais. Dois tipos de médias são disponíveis: no tempo, onde o sinal é dividido em dois ou mais blocos e calculado a FFT de cada bloco e o espectro resultante é a média de cada um dos pontos resultantes; média na frequência, onde, do espectro calculado anteriormente é realizada a média dos pontos adjacentes. O resultado é armazenado no vetor x[].

#### **III.5.10 - ROTINA FTRANS()**

Calcula a função de transferência dos dois sinais. O espectro cruzado dos sinais 1 e 2 é calculado e armazenado em um vetor auxiliar. A seguir calcula-se o espectro do sinal 1 e realiza-se a divisão entre o espectro cruzado e o espectro. o resultado é armazenado no vetor x[].



### **III.5.11 - ROTINA FHT()**

Calcula a função de resposta ao impulso de dois sinais. É calculada a função de transferência e depois a FFT inversa. Armazena-se no vetor x[] o módulo da FFT inversa.

### **III.5.12 - ROTINA COERÊNCIA()**

Calcula a função de coerência de dois sinais. Realiza-se o multiplicação do espectro cruzado e o espectro do sinal 1. A seguir divide-se o resultado pelo espectro do sinal 2. O resultado é armazenado no vetor x[].

### **III.5.13 - ROTINA AUTOCORRELAÇÃO()**

Calcula a função de correlação do sinal. Realiza-se o cálculo da FFT inversa do espectro do sinal e multiplica-se o resultado por um fator de escala. O resultado é armazenado no vetor x[].

### **III.5.14 - ROTINA CORRELAÇÃO CRUZ()**

Calcula a função de correlação cruzada de dois sinais. Realiza-se o cálculo da FFT inversa do espectro cruzados dos sinais e multiplica-se o resultado por um fator de escala. O resultado é armazenado no vetor x[].

### **III.5.15 - ROTINA MEDIANA()**

Calcula o valor médio e variância do sinal armazenado no vetor x[].

### **III.5.16 - ROTINA SUBMEDIA()**

Sutrai o valor médio, calculado na rotina anterior, de cada elemento do vetor x[], retirando o valor cc do sinal.

### **III.5.17 - ROTINA RESPOSTA()**

Rotina auxiliar de rotina máxima() que determina a magnitude de cada ponto da função sob análise.

### **III.5.18 - ROTINA MAXIMA()**

Realiza o cálculo da função para determinar os valores máximo e mínimo.



# CAPÍTULO IV - RESULTADOS E DISCUSSÕES

## IV.1 - INTRODUÇÃO

São apresentados, neste capítulo, os principais resultados obtidos usando o sistema ANALISA e as respectivas discussões. Procurou-se selecionar alguns exemplos que ilustram as potencialidades do sistema.

## IV.2 - PROJETOS E CARACTERIZAÇÃO DE FILTROS ANALÓGICOS

O projeto de filtros analógico gera dois tipo de arquivos. O primeiro tipo contém os valores dos resistores e capacitores comerciais para montagem do circuito do filtro *anti-aliasing*; este arquivo tem a extensão **.res** e nome definido pelo usuário. O segundo tipo de arquivo contém as respostas em frequências teóricas de cada estágio e também a resposta teórica global; são numerados sequencialmente e têm a extensão **.arq**. A quantidade de arquivos deste segundo tipo de arquivo depende da ordem do filtro; a resposta de cada estágio será armazenada num arquivo diferente, numerados sequencialmente à partir de 1.

Após o cálculo e gravação em arquivo, as respostas são exibidas num gráfico bidimensional bi-logarítmico. As linhas verticais contínuas indicam a frequência de corte  $f_c$  e  $2*f_c$  da esquerda para a direita, respectivamente. As divisões verticais pontilhadas indicam frequências múltiplas inteira das frequências 1, 10, 100, etc, em Hertz, conforme a faixa de frequência de cálculo indicada. As divisões horizontais têm amplitude de 20 dB.

A caracterização do filtro implementado pode ser realizada em cada estágio ou global. O gráfico bi-logarítmico permite a exibição de até dois conjunto de arquivos.

Foram projetados, implementados e caracterizados dois tipos de filtros passa-baixa, com objetivo de teste das rotinas de projeto e caracterização de filtros analógicos.



#### IV.2.1 - PROJETO 1 DE FILTRO ANALÓGICO

Filtro com resposta Butterworth, de sexta ordem e frequência de corte de 1100Hz, que resulta em três estágio de segunda ordem.

O arquivo de parâmetros gerado, BUTTER.RES, armazena os valores apresentados na TABELA IV.1.

**TABELA IV.1 - PARÂMETROS DO FILTRO 1**

	R	mR	C	nC	f <sub>c</sub>	Q
1º ESTÁGIO	11,3	23,3	8,2	10,0	1083,9	0,518
2º ESTÁGIO	13,7	23,3	5,6	12,0	1087,5	0,707
3º ESTÁGIO	16,2	18,6	2,2	33,0	1077,0	1,932

Os resistores são dados em k $\Omega$  e capacitores em nF e são valores comerciais.

Os resultados das respostas teóricas foram armazenados nos arquivos indicados na Tabela IV.2.

**TABELA IV.2 - ARQUIVOS DE RESPOSTA TEÓRICA (FILTRO 1)**

ARQUIVO	CONTEÚDO
butter1.arq	Resposta Global
butter2.arq	1º Estágio de 2ª Ordem
butter3.arq	2º Estágio de 2ª Ordem
butter4.arq	3º Estágio de 2ª Ordem

Os filtros foram implementados, conforme os valores de componentes obtidos no arquivo BUTTER.RES, utilizando-se amplificadores operacionais LF318 e o circuito da Figura II.2.

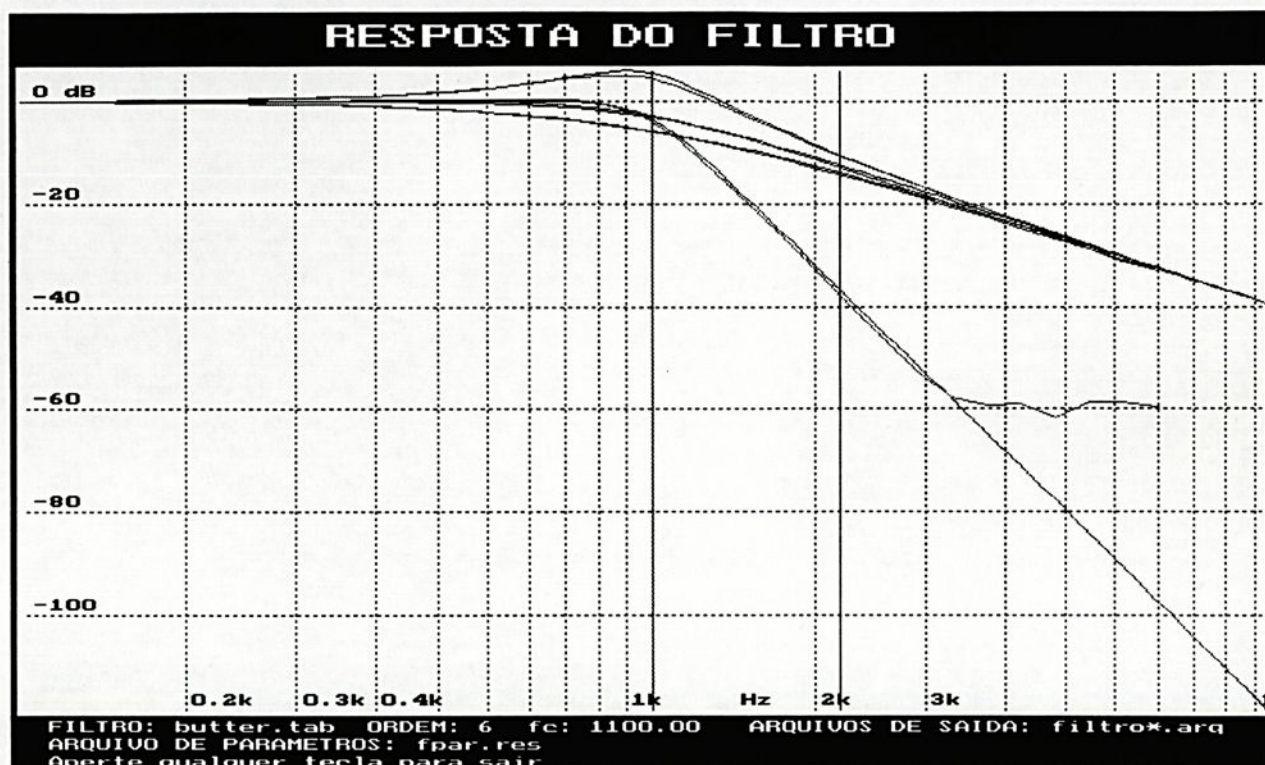
Realizou-se a caracterização de todos os estágios para obtenção das respostas experimentais, colocada nos arquivos indicados na Tabela IV.3.

**TABELA IV.3 - ARQUIVOS DE RESPOSTA EXPERIMENTAL (FILTRO 1)**

ARQUIVO	CONTEÚDO
butterr1.arq	Resposta Global
butterr2.arq	1º Estágio de 2ª ordem
butterr3.arq	2º Estágio de 2ª ordem



A comparação dos arquivos de respostas teóricas e experimentais é apresentada na Figura IV.1.



**FIGURA IV.1 - RESPOSTAS DO FILTRO BUTTERWORTH DE SEXTA ORDEM**

As respostas experimentais dos estágios de segunda ordem apresentam-se quase que totalmente sobrepostas às respostas teóricas. A resposta experimental global coincide com a resposta teórica global até o nível de -60 dB, devido ao conversor A/D utilizado, de 12 bits.

#### IV.2.2 - PROJETO 2 DE FILTRO ANALÓGICO

Filtro com resposta Chebyshev, com  $A_{MAX}$  de 1.0 dB, de sétima ordem e frequência de corte de 1000Hz, que resulta em um estágio de primeira ordem e três estágios de segunda ordem.

O arquivo de parâmetros gerado (CHEBY1.RES) apresenta os valores dados na Tabela IV.4.

**TABELA IV.4 - PARÂMETROS DO FILTRO 2**

	R	mR	C	nC	f <sub>c</sub>	Q
1º ESTÁGIO	11,5	-	68,0	-	205,0	-
2º ESTÁGIO	11,5	26,6	0,39	220,0	981,5	10,89
3º ESTÁGIO	11,3	23,7	1,8	82,0	800,6	3,156
4º ESTÁGIO	15,8	21,9	6,8	47,0	478,2	1,297

Os valores dos resistores são dados em k  $\Omega$  e os capacitores em nF.

Os resultados das respostas teóricas foram armazenados nos arquivos indicados na Tabela IV.5.

**TABELA IV.5 - ARQUIVOS DE RESPOSTA TEÓRICA (FILTRO 2)**

ARQUIVO	CONTEÚDO
cheby1.arq	Estágio de 1ª Ordem
cheby2.arq	1º Estágio de 2ª Ordem
cheby3.arq	2º Estágio de 2ª Ordem
cheby4.arq	3º Estágio de 2ª Ordem
cheby5.arq	Resposta Total

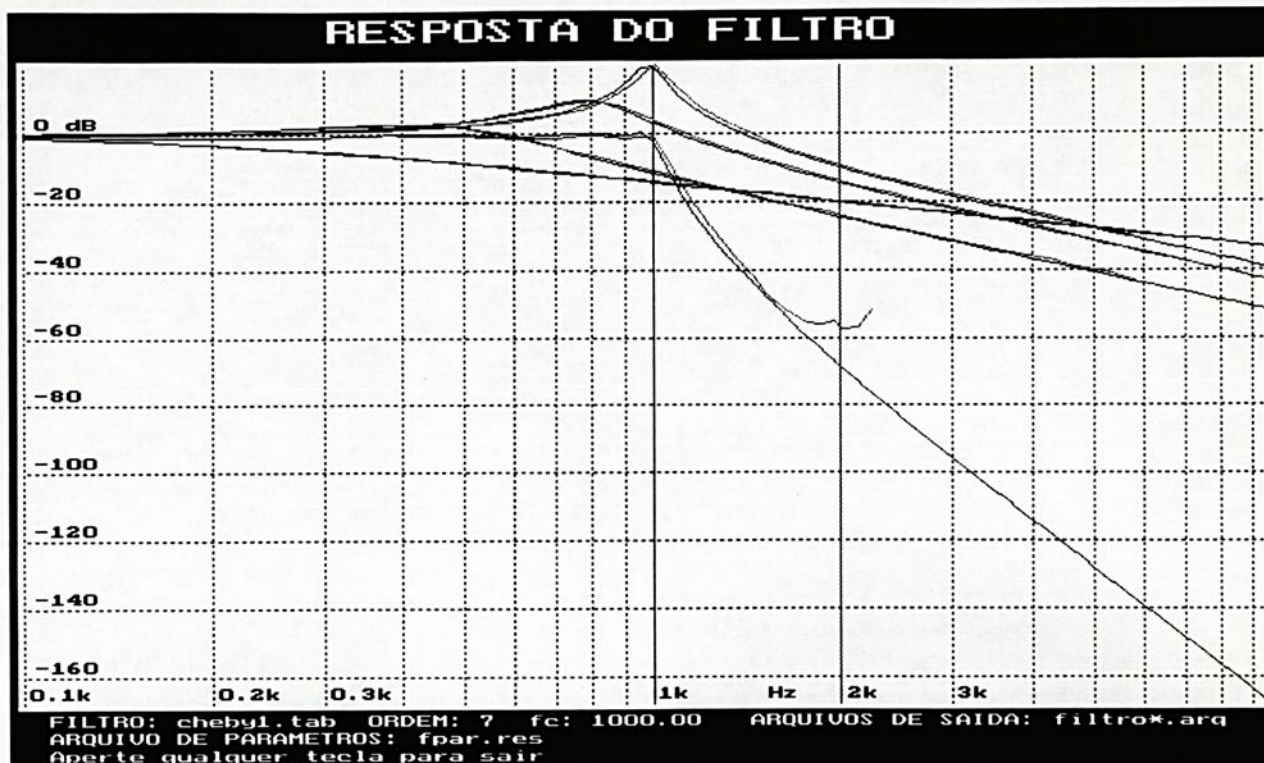
Realizou-se a caracterização de todos os estágios para obtenção das respostas experimentais. Estes resultados foram armazenados nos arquivos indicados na Tabela IV.6.

**TABELA IV.6 - ARQUIVOS DE RESPOSTA EXPERIMENTAL (FILTRO 2)**

ARQUIVO	CONTEÚDO
chebyr1.arq	Resposta Total
chebyr2.arq	Estágio de 1ª Ordem
chebyr3.arq	1º Estágio de 2ª Ordem
chebyr4.arq	2º Estágio de 2ª Ordem
chebyr5.arq	3º Estágio de 2ª Ordem

A comparação dos arquivos de respostas teóricas e experimentais é apresentada na Figura IV.2.

Observa-se que as respostas experimentais dos estágios sobrepõem-se quase totalmente às respostas teóricas. A resposta



**FIGURA IV.2 - RESPOSTAS DO FILTRO CHEBYSHEV DE SÉTIMA ORDEM**

experimental global sobrepõe-se à resposta teórica até atingir uma atenuação de aproximadamente 55dB.

Os projetos e caracterizações dos filtros descritos anteriormente apresentaram resultados bastante precisos, como pôde ser observado nas Figuras IV.1 e IV.2. O tempo total para se realizar a caracterização é função do número de pontos de varredura, método de cálculo, número de pontos da FFT, número de décadas anterior e posterior e frequência de corte do filtro. Para os filtros descritos, com 100 pontos de varredura e FFT de 1024 pontos a caracterização de cada estágio durou cerca de 270s.

### IV.3 - ANÁLISE GRÁFICA BI E TRIDIMENSIONAL

Serão apresentados neste ítem resultados gráficos bi e tridimensionais, destacando alguns dos recursos do sistema ANALISA. Serão utilizados sinais simulados bem como sinais resultantes de aquisição de dados reais.

### IV.3.1 - SENÓIDE E HARMÔNICOS ÍMPARES

Para um teste inicial das rotinas de cálculo da FFT, utilizou-se a fonte de dados 5, GERADOR DE SINAIS. Criou-se um sinal de 1024 pontos, com 10 ciclos em 0,5 segundos e 5 harmônicos ímpares, todas com iguais amplitudes. Fixou-se uma frequência de amostragem de 2048Hz. O sinal temporal é apresentado no gráfico superior e a FFT do sinal apresentada no gráfico inferior da Figura IV.3.

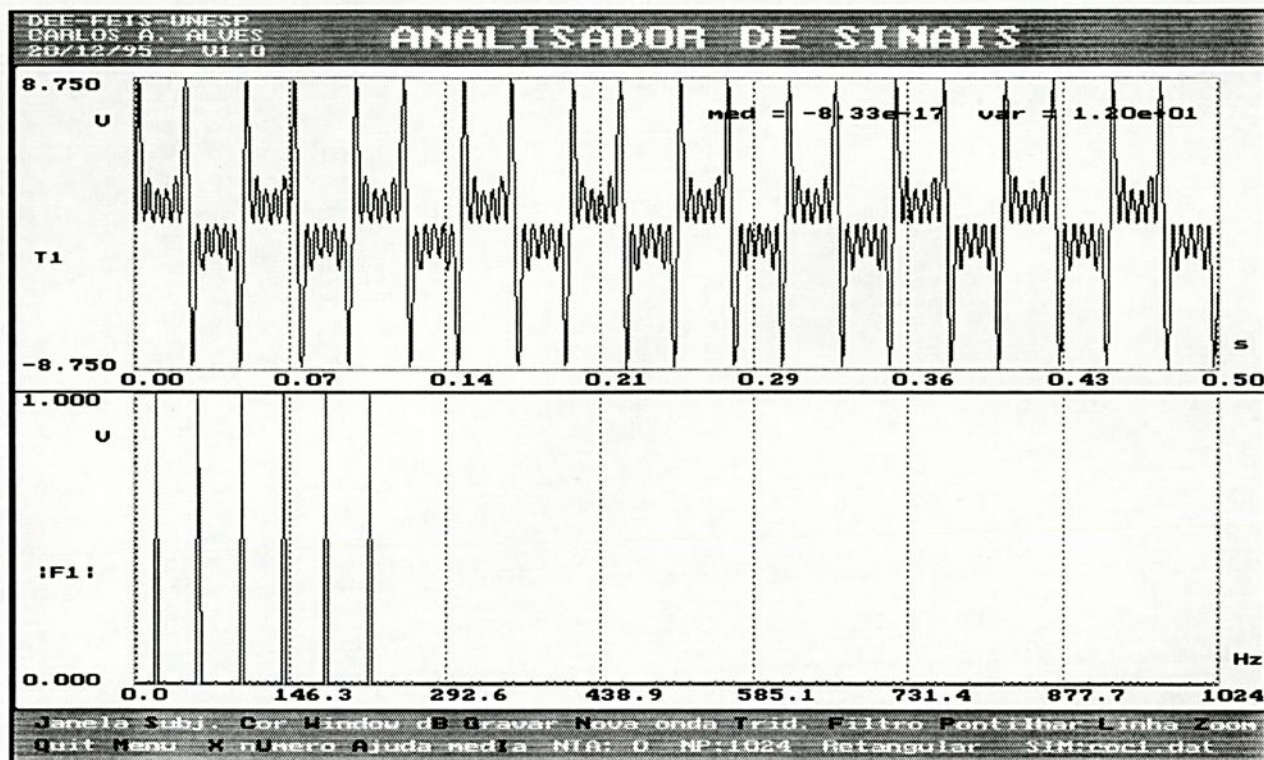


FIGURA IV.3 - SINAL PERIÓDICO E HARMÔNICOS ÍMPARES

Cada componente tem uma amplitude de 2,0V de pico; a FFT de cada componente apresenta uma amplitude de metade deste valor. O sinal apresenta valor médio nulo, como pode ser observado no canto inferior esquerdo do espectro do sinal. Nas condições apresentadas, a frequência fundamental é de 20Hz e os harmônicos terão frequências de 60, 100, 140, 180 e 220Hz, ou seja, múltiplas dos seis primeiros valores ímpares. Para verificar estes valores numa escala mais adequada, utilizou-se uma das ferramentas do gráfico bidimensional, o zoom, mostrado na Figura IV.4.

Verifica-se portanto que os resultados obtidos experimentalmente, em amplitude e frequência, são exatos, comparados com os resultados teóricos esperados para sinais



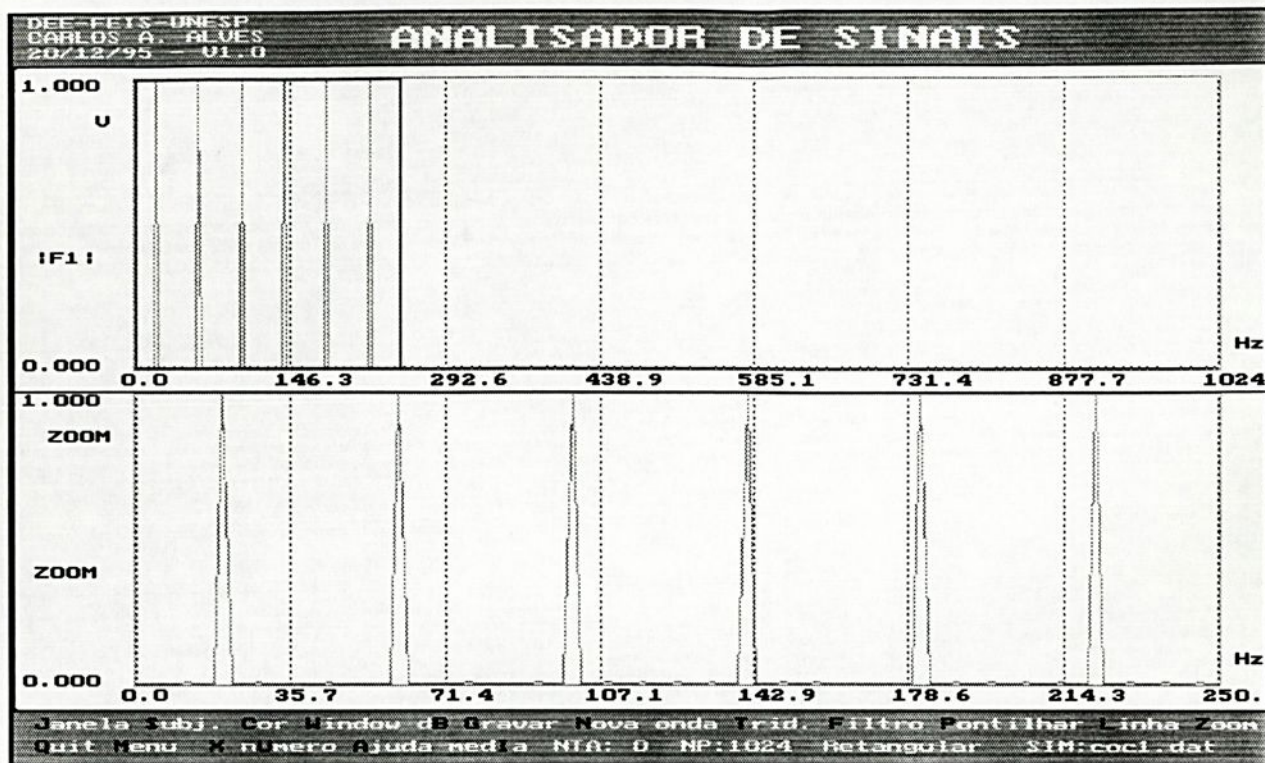


FIGURA IV.4 - FFT DE UM SINAL COM HARMÔNICOS ÍMPARES E REGIÃO SOB ZOOM

determinísticos.

#### IV.3.2 - SENÓIDE, ENERGIA E SCALLOPING LOSS

Gerou-se um sinal senoidal com um número inteiro de períodos (200), armazenando-o no arquivo coc2.dat. Gerou-se um outro sinal com 200,5 ciclos, armazenado no arquivo coc2.dat. Ambos os sinais têm frequência de amostragem de 2048Hz. A FFT do primeiro sinal deve resultar em um único em um único componente em 400Hz, considerando 1024 pontos. O segundo sinal apresentaria uma componente em 401Hz, porém a resolução em frequência da FFT é de 2Hz. Desta forma, como o segundo sinal não tem representação inteira em frequência na FFT, a energia dele é distribuída nos componentes vizinhos, diminuindo sua amplitude. As FFT's dos sinais e o primeiro sinal temporal são mostrados na Figura IV.5.

A energia total do sinal no domínio da frequência mantém-se inalterada, como pode ser observado tomando-se o quadrado das

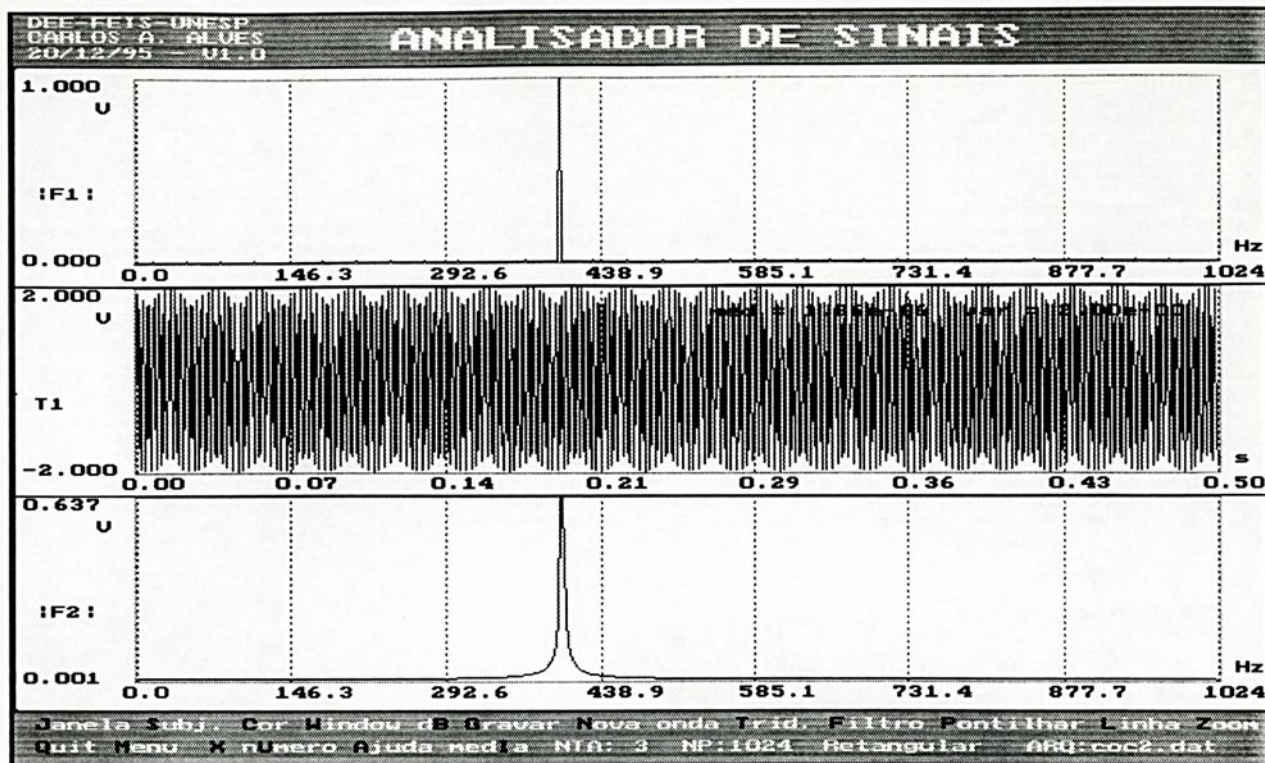


FIGURA IV.5 - ESPECTRO DE SINAIS COM DIFERENÇA DE MEIO PERÍODO

componentes mais significativas de ambos os sinais. Uma diferença de meio ciclo não pode ser observada na escala adotada e portanto não se apresentou o sinal temporal do segundo sinal.

A atenuação que o sinal sofre quando se situa no meio de dois espectros discretos varia conforme a função de janelamento, sendo conhecido como *scalloping loss* [8]. Os valores tabelados, em dB são 3,92 para janela retangular, 1,82 para janela trinagular e 1,42 para janela de Hanning. Para verificação destes resultados obteve-se as Figuras IV.6 e IV.7, utilizando o sinal senoidal com 200,5 ciclos descrito anteriormente, sendo aplicado no sinal temporal funções de janelamento triangular e de Hanning, respectivamente.

Das Figuras IV.5, IV.6 e IV.7 obtém-se as amplitudes máximas da FFT do segundo sinal (gráficos inferiores das figuras). Os valores são 0,637, 0,811 e 0,849 para as janelas retangular, tringular e de Hanning, respectivamente.

Considerando que a amplitude da FFT do sinal com 200 ciclos é igual à 1, deve-se aplicar o logarítmo no valor da amplitude do sinal com janelamento e multiplicar por 20. Os resultados obtidos de atenuação são iguais aos valores teóricos indicados. Conclue-se

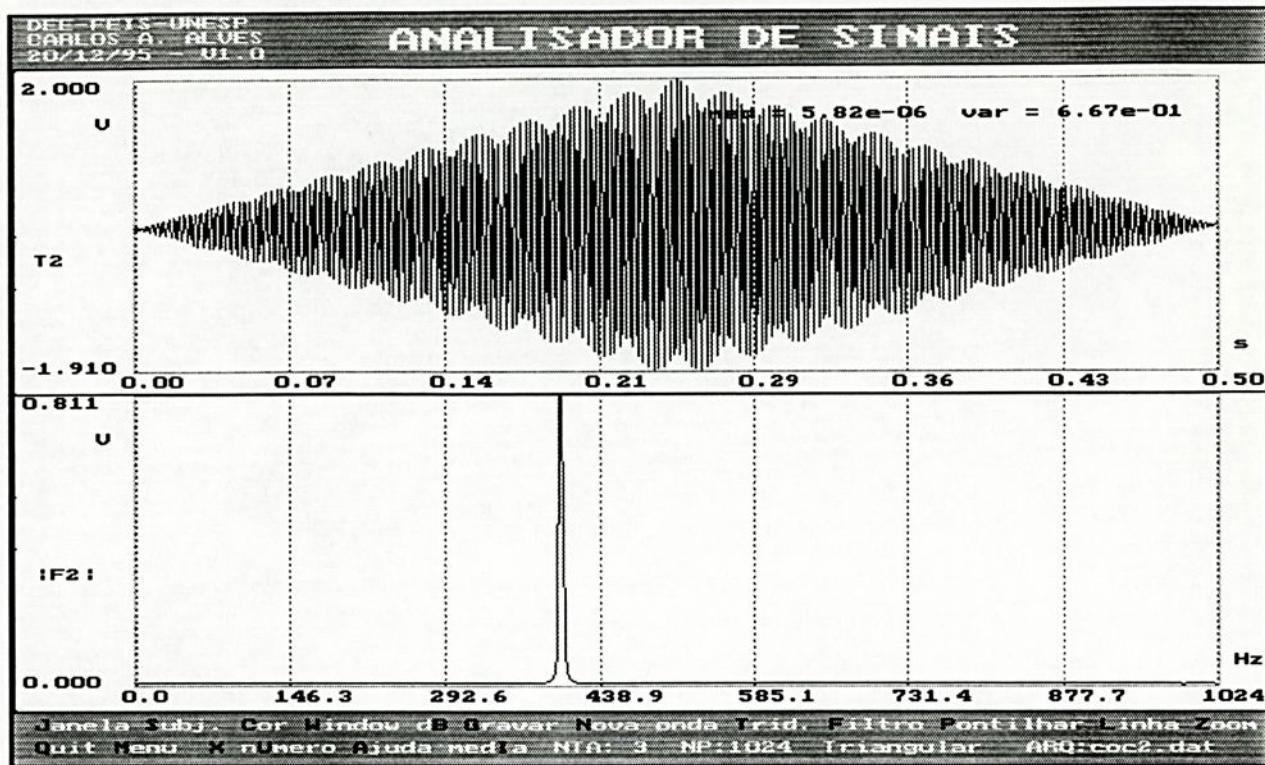


FIGURA IV.6 - SINAL APERIÓDICO COM JANELAMENTO TRIANGULAR

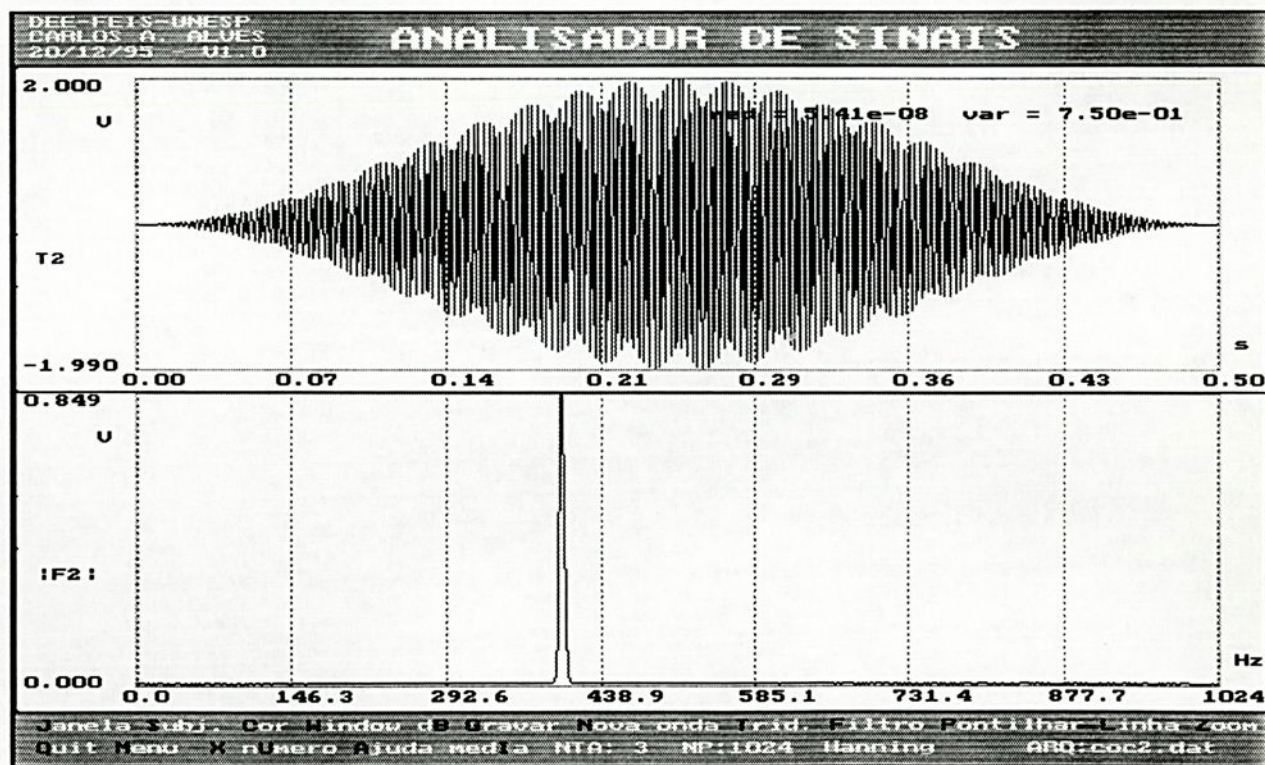


FIGURA IV.7 - SINAL APERIÓDICO COM JANELAMENTO DE HANNING

que, com janelamento triangular ou de Hanning, o espectro do sinal terá uma atenuação menor quando não tiver um número de ciclos



inteiro, em relação ao janelamento retangular. Isto deve-se ao fato de que estas funções de janelamento atenuam as extremidades do sinal temporal, diminuindo a influência da descontinuidade no extremo direito. Porém, para sinais complexos, com frequências próximas entre si, haverá uma influência mútua, devido ao alargamento da banda destas funções em relação ao janelamento retangular.

#### IV.3.3 - SENÓIDE DISTORCIDA E FILTROS *ANTI-ALIASING*

Para mostrar a influência de sinais de altas frequências na digitização dos sinais e apresentar o gráfico tridimensional, foram realizadas aquisições de dados num sinal fornecido por um gerador de sinais comercial. O sinal consiste de uma senóide com suas harmônicos pares e ímpares com amplitudes decrescentes conforme ocorre o aumento da ordem das harmônicos; quando há o aumento da frequência fundamental do sinal, as componentes harmônicos têm sua amplitude diminuída, até desaparecerem, situação em que permanece apenas a componente fundamental, de 1kHz. O gráfico da Figura IV.8 apresenta as aquisições realizadas sem uso de filtro, sendo as frequências fundamentais de cada aquisição logaritmicamente espaçadas.

Os sinais da Figura IV.8 estão armazenados nos arquivos **ana**, com extensão **.dat** e são numerados de 1 à 31. No gráfico tridimensional, o primeiro arquivo é plotado na parte frontal, seguido pelos demais, sequencialmente.

Nota-se que ocorreu *aliasing*, pelo deslocamento, da direita para esquerda, que houve em alguns componentes do espectro. Observa-se ainda que a amplitude do espectro do sinal varia de aquisição para aquisição. Conforme explicado anteriormente, a variação de amplitude dependerá do tipo de janelamento e quão próximo a componente está do espectro discreto da FFT.

Realizou-se um novo conjunto de aquisições de dados nas mesmas condições anteriores, porém utilizando-se um filtro *anti-aliasing* do tipo Butterworth de sexta ordem descrito no item IV.2.1. O gráfico resultante é mostrado na Figura IV.9 onde se observa que desapareceram todas as componentes de *aliasing*.



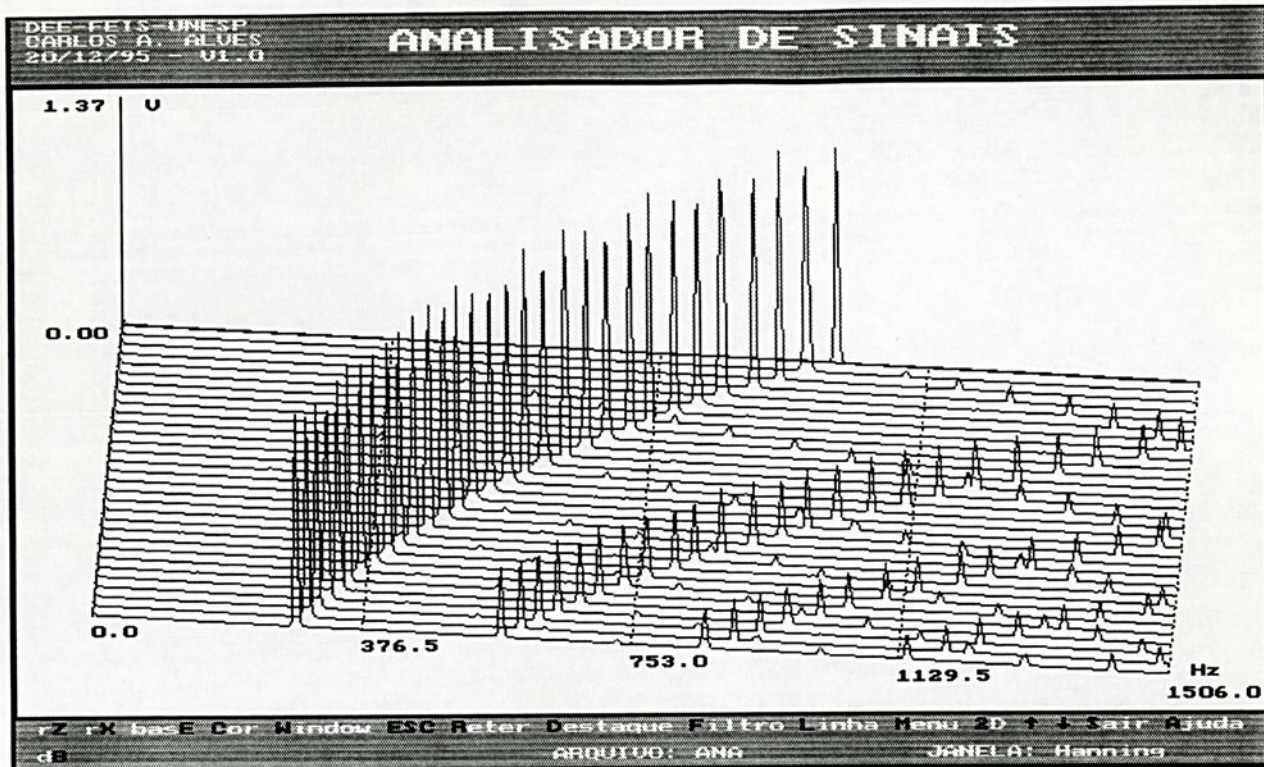


FIGURA IV.8 - AQUISIÇÃO DE SINAIS COM COMPONENTES HARMÔNICOS SEM USO DE FILTRO ANTI-ALIASING

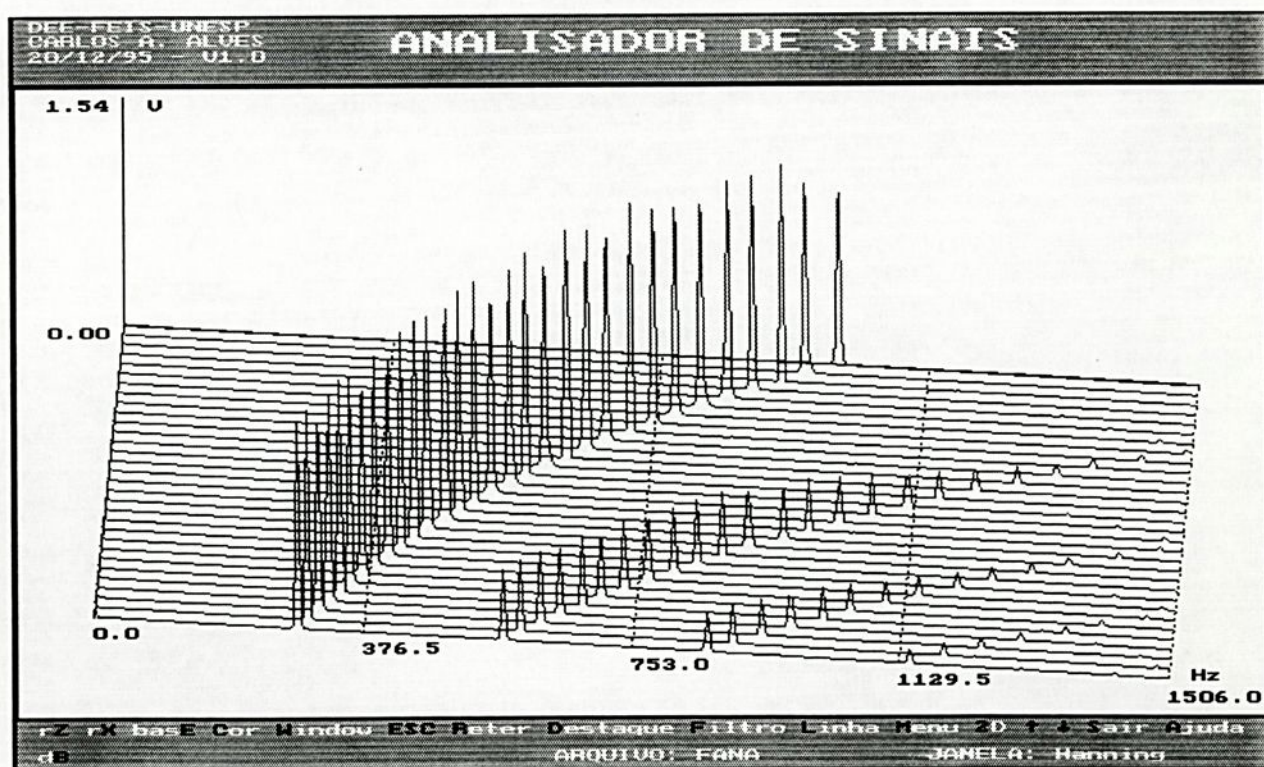


FIGURA IV.9 - AQUISIÇÃO DE SINAIS COM COMPONENTES HARMÔNICOS COM USO DE FILTRO ANTI-ALIASING

Os sinais da Figura IV.9 estão armazenados nos arquivos **fana**,

com extensão **.dat**, numerados sequencialmente de 1 à 31.

O gráfico tridimensional é possível apenas quando a opção de fonte de dados é ARQUIVO. Possui um menu com diversas funções, inclusive rotação do eixo de coordenadas em torno dos eixos x e z.

Da análise das Figuras IV.8 e IV.9 conclue-se que deve-se sempre utilizar filtros anti-aliasing, principalmente em sinais em que não se conhece o espectro de frequência. Os elementos de *aliasing* da Figura IV.8 puderam ser observados devido à metodologia e possibilidade de variação da frequência fundamental do gerador de sinais. Estas condições não são normalmente possíveis em sinais reais; para verificar se há componentes de *aliasing* nestas condições deve-se variar a frequência de amostragem e comparar os espectros obtidos.

#### IV.3.4 - CARACTERIZAÇÃO DE VIGAS

Para testes visando a caracterização de vigas foram realizadas aquisições de sinais de uma viga metálica excitadas por um impacto impulsivo, conforme o esquema da Figura IV.10.

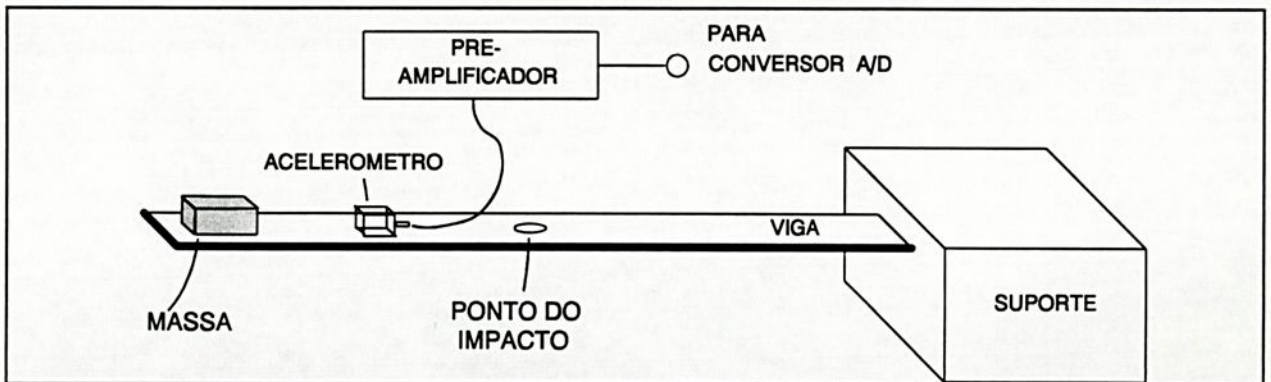
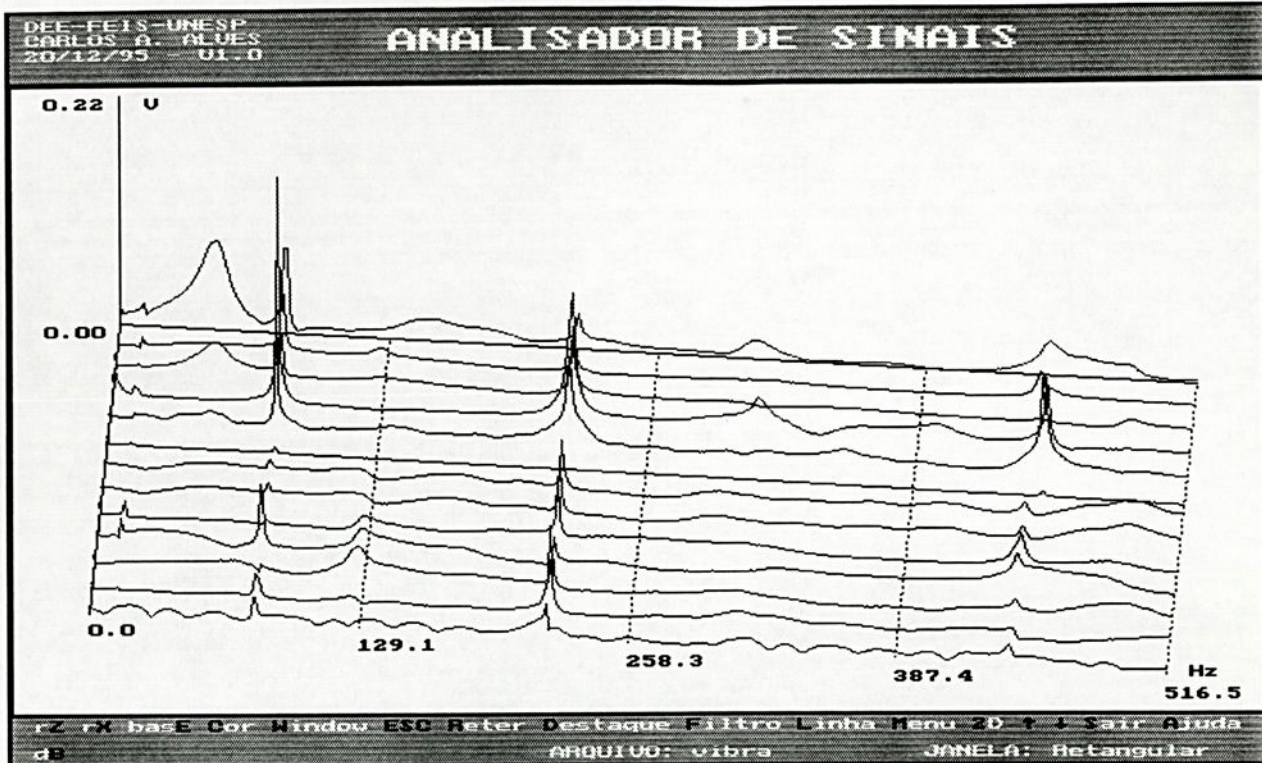


FIGURA IV.10 - ESQUEMA DO SISTEMA DE VIGA TESTADO

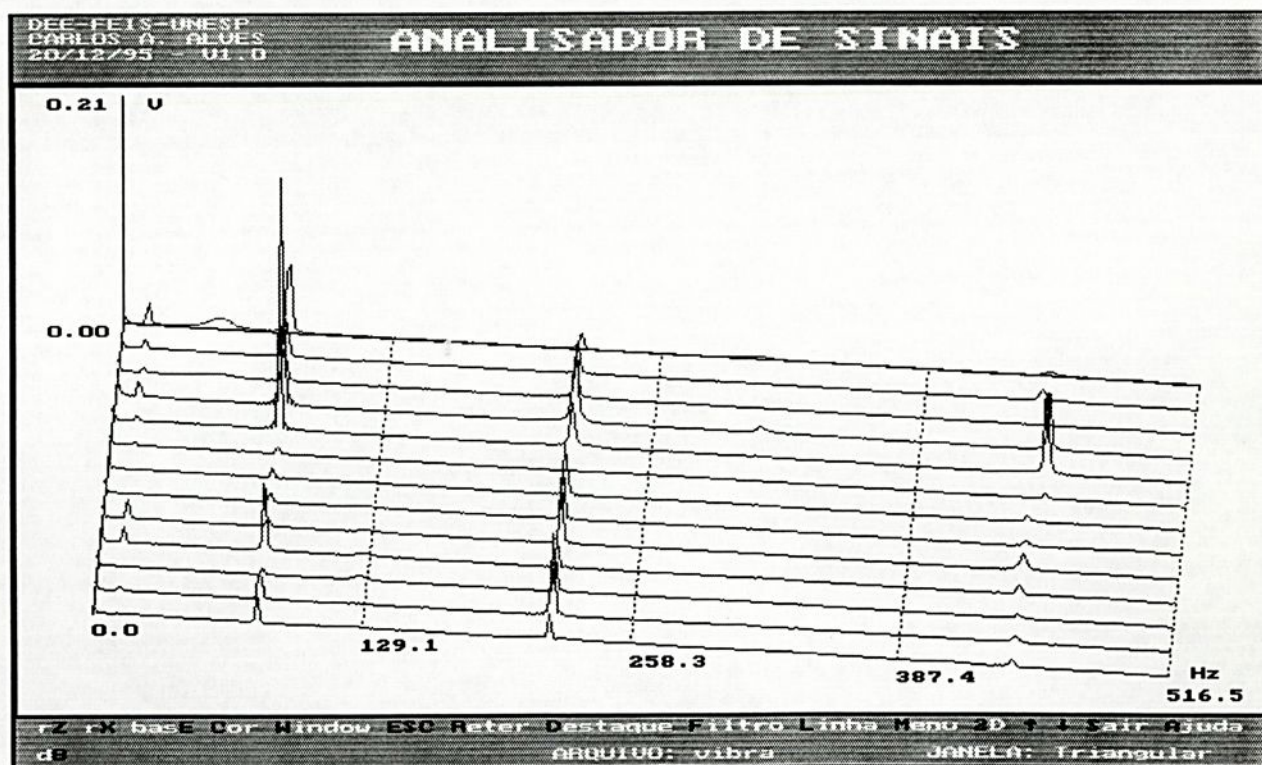
Os sinais resultantes das aquisições de dados foram armazenados nos arquivos com nome **viga** e extensão **.dat**, sendo numerados de 1 à 13. Estes sinais são apresentados na Figura IV.11.

As curvas da Figura IV.11 podem ser melhoradas com o uso da função de janelamento de Hanning, para atenuação dos extremos do sinal temporal. Tal situação é mostrada na Figura IV.12.

O janelamento de Hanning causou o cancelamento dos componentes aleatórios presentes. Estes componentes podem surgir imediatamente



**FIGURA IV.11 - RESPOSTA DE UM VIGA EXCITADA POR IMPACTOS**



**FIGURA IV.12 - SINAL DA RESPOSTA DA VIGA COM JANELAMENTO**

após o impacto, quando as oscilações de maiores amplitudes da viga provocam ruídos diversos.

O cálculo dos valores de frequências próprias de uma viga, chamadas de frequências naturais, pode ser realizado com programas de simulação dinâmica e os resultados experimentais podem ser comparados.

Como exemplo desta metodologia, determinou-se as frequências naturais de uma viga de dimensões 380x34x5mm, engastada, com massa acrescentada na extremidade de 50g e acelerômetro de 48g. A massa estava a 190mm do engaste de viga, o acelerômetro estava situado à 150mm e o ponto de impacto à 100mm. O programa de simulação utilizado foi o COSMOS/M. A aquisição de dados realizada na viga excitada por um impacto é apresentada na Figura IV.13.

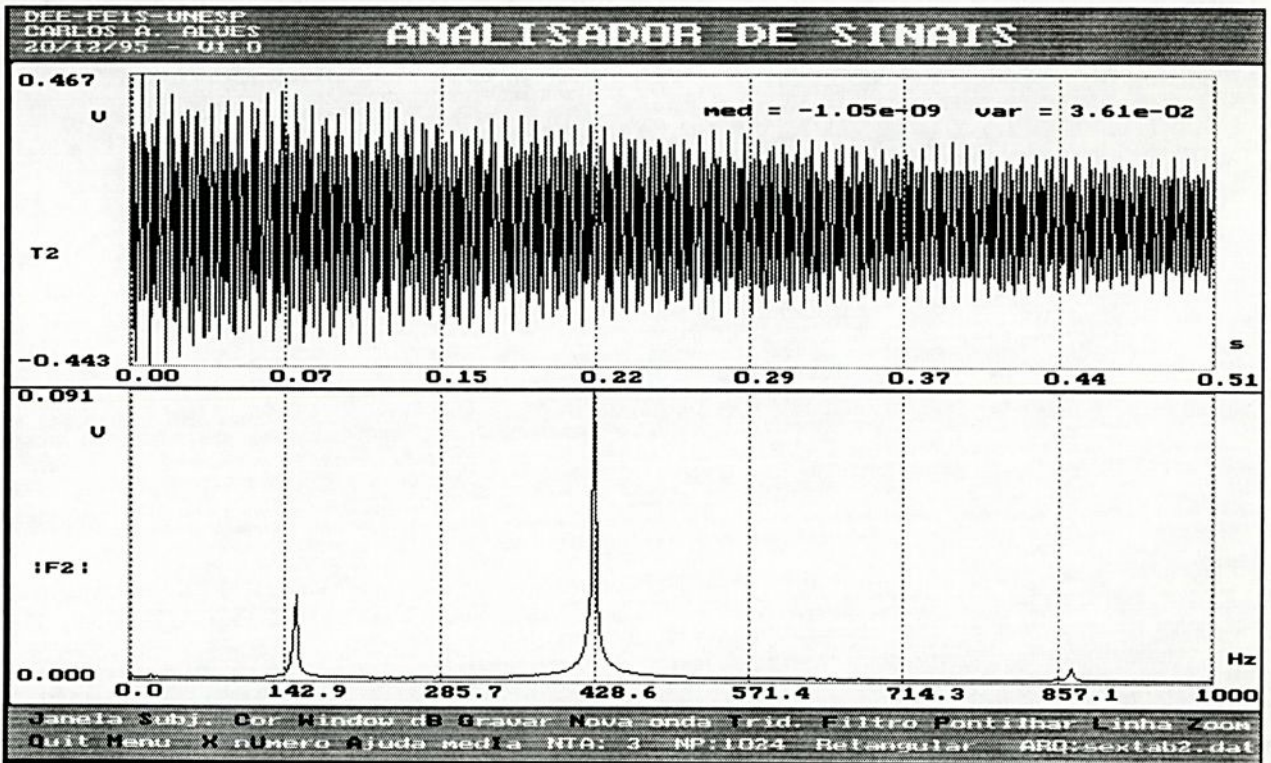


FIGURA IV.13 - RESPOSTA DE UMA VIGA EXCITADA POR UM IMPACTO

Os resultados teóricos e experimentais são apresentados na Tabela IV.7.

TABELA IV.7 - FREQUÊNCIAS NATURAIS TEÓRICAS E EXPERIMENTAIS DE UMA VIGA

ORDEM	FREQUÊNCIA EXPERIMENTAL [Hz]	FREQUÊNCIA TEÓRICA [Hz]	ERRO [%]
1º	21,48	23,36	8,0
2º	154,30	162,07	4,8
3º	-	185,32	-

4º	427,73	444,62	3,8
5º	-	457,64	-
6º	871,09	901,21	3,3

As componentes de 3ª e 5ª ordem representam frequências no modo torsional, não captadas devida à posição onde estava situado o acelerômetro e o ponto em que era dado o impacto. A FFT tem resolução em frequência constante, fazendo com que os erros nas frequências inferiores sejam maiores. Pode-se contornar este problema utilizando filtros *anti-aliasing* com frequência de corte menor, realizando a caracterização por etapas. A amplitude de cada uma das frequências naturais depende de parâmetros como intensidade e local do impacto, local do acelerômetro, etc. Convém realizar diversas medições em diversos pontos para se determinar claramente os frequências naturais pelo método experimental.

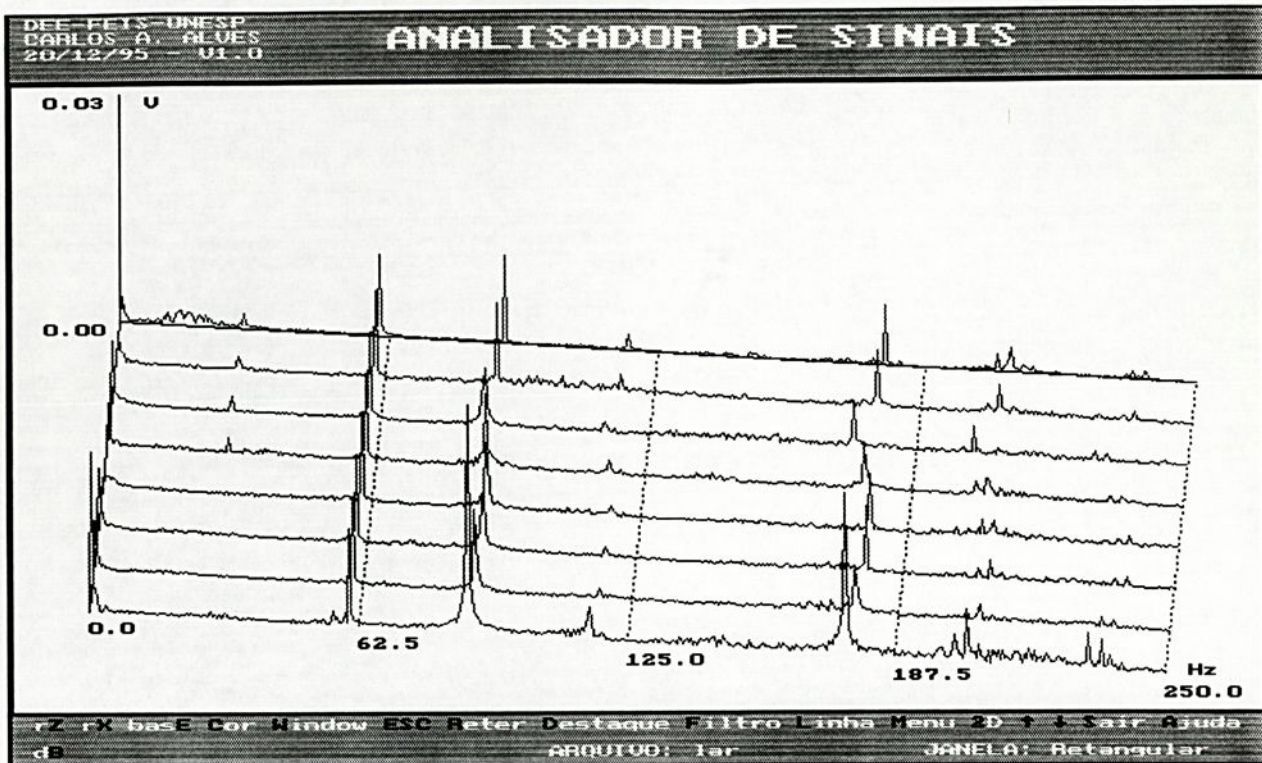
#### IV.3.5 - MONITORAMENTO DE VIBRAÇÕES

Para análise de vibrações, visando detectar falhas em máquinas, realizou-se medições de sinais de aceleração em um motor acoplado à um eixo, no qual pode-se acrescentar massa em determinados pontos, gerando desbalanceamento.

Foram realizadas quatro medições, no sentido radial, com o eixo balanceado. Acrescentou-se a massa ao eixo e realizou-se novas medições. Estas medições são apresentadas na Figura IV.14, sendo as quatro primeiras aquisições mostradas na parte inferior da figura. Utilizou-se um filtro *anti-aliasing* do tipo Butterworth, de sexta ordem, com frequência de corte de 150,0Hz.

A frequência de rotação do motor é de aproximadamente 1700 rpm (~28,3 Hz). Com o desbalanceamento surge uma força (aceleração) na frequência fundamental de rotação do motor, que é observada nos quatro últimos sinais da Figura IV.14 (na metade da primeira divisão de frequência 62,5Hz). A amplitude pequena da componente do espectro de frequência devido ao desbalanceamento deve-se ao fato do motor ser de pequeno porte e apoiado num sistema de sustentação





**FIGURA IV.14 - RESPOSTAS DE UM MOTOR EM CONDIÇÕES NORMAIS E COM DESBALANCEAMENTO**

bastante rígido.

A detecção de problemas em máquinas através de análise de vibrações é realizada fazendo-se medições periódicas na máquina e comparando a progressão da anomalia com níveis de vibração considerados danosos à mesma.

Verifica-se portanto que o sistema é adequado à detecção de desbalanceamento do eixo de um motor.

#### IV.3.6 - FILTROS DIGITAIS

Projetou-se um filtro do tipo rejeita-banda, com frequência de banda passante abaixo de 300 e acima de 420Hz e banda atenuada entre 320 e 400Hz; a frequência de amostragem é de 1033Hz. Os coeficientes calculados (armazenado no arquivo fir1.dat) e a resposta em frequência do filtro são mostrados na Figura IV.15.

Para visualização bidimensional do efeito do filtro digital, gerou-se o arquivo filtro2.dat à partir do filtro digital dado na Figura IV.15 e o arquivo filtro1.dat. O resultado é apresentado na Figura IV.16.

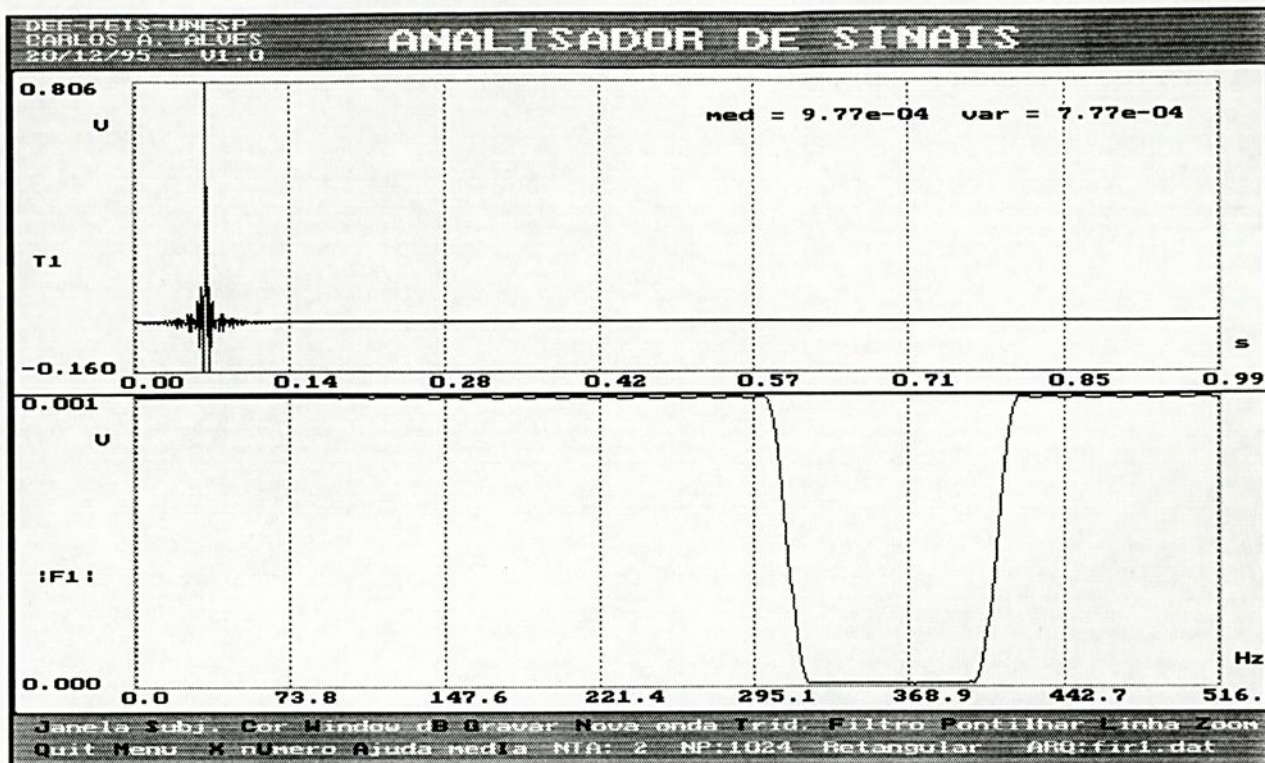


FIGURA IV.15 - COEFICIENTES E RESPOSTA DE UM FILTRO DIGITAL

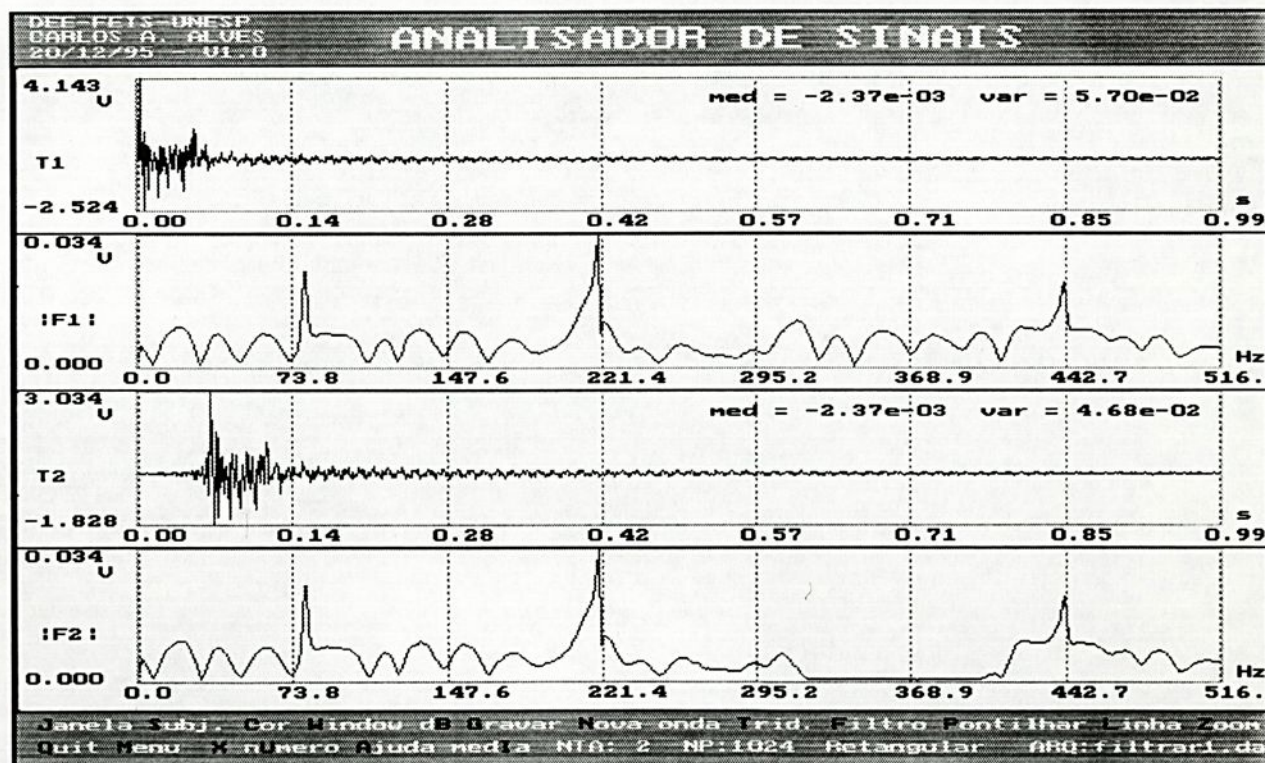


FIGURA IV.16 - SINAL DE VIBRAÇÃO ORIGINAL E COM FILTRO DIGITAL

O sinal original e sua FFT são mostrados nas janelas superiores e o sinal filtrado e sua FFT na parte inferior de Figura

IV.16. Observa-se que todas as componentes que se situam na banda rejeitada do filtro foram canceladas e as demais componentes mantiveram-se com a mesma amplitude.

Para visualização tridimensional, projetou-se um filtro rejeita-banda, com banda atenuada entre 80 e 120Hz e utilizou-o nos sinais armazenados nos arquivos **lar**, apresentados anteriormente na Figura IV.14. O resultado obtido é apresentado na Figura IV.17.

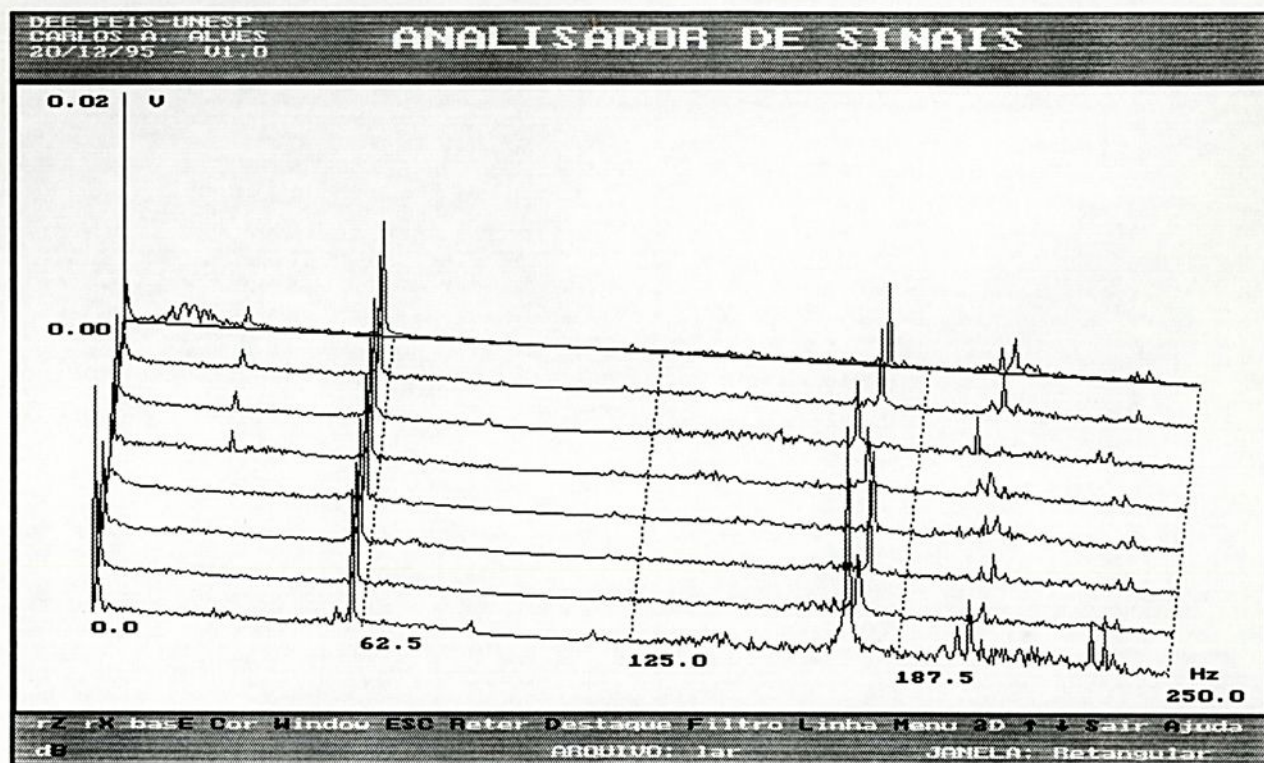


FIGURA IV.17 - FILTRO DIGITAL APLICADO NO GRÁFICO TRIDIMENSIONAL

Observa-se que as duas componentes que apresentavam amplitude destacada na faixa de 62,5 a 125,0 Hz da Figura IV.14 foram quase que completamente atenuadas, apesar de estarem próximas das bandas de transição do filtro.

#### IV.3.7 - SINAIS ALEATÓRIOS

Os sinais reais de vibrações contém sempre um parte de componente aleatório. Para verificar a eficiência do sistema num sinal com a presença de sinais aleatórios, gerou-se 17 arquivos com nome **rand** numerados de 1 a 17. Estes arquivos contém um sinal senoidal de 400Hz, 2,0V de amplitude e componente aleatório variável. O primeiro arquivo contém apenas a componente senoidal;

à partir do segundo arquivo até o penúltimo, é somada ao sinal senoidal um componente aleatório máximo de 10% da amplitude da componente senoidal, 0,2V. Portanto, o segundo sinal terá, além do sinal senoidal, 0,2V de componente aleatória, o terceiro 0,4V e assim por diante até o décimo sexto arquivo, que apresentará 3,0V de máxima amplitude da componente aleatório.

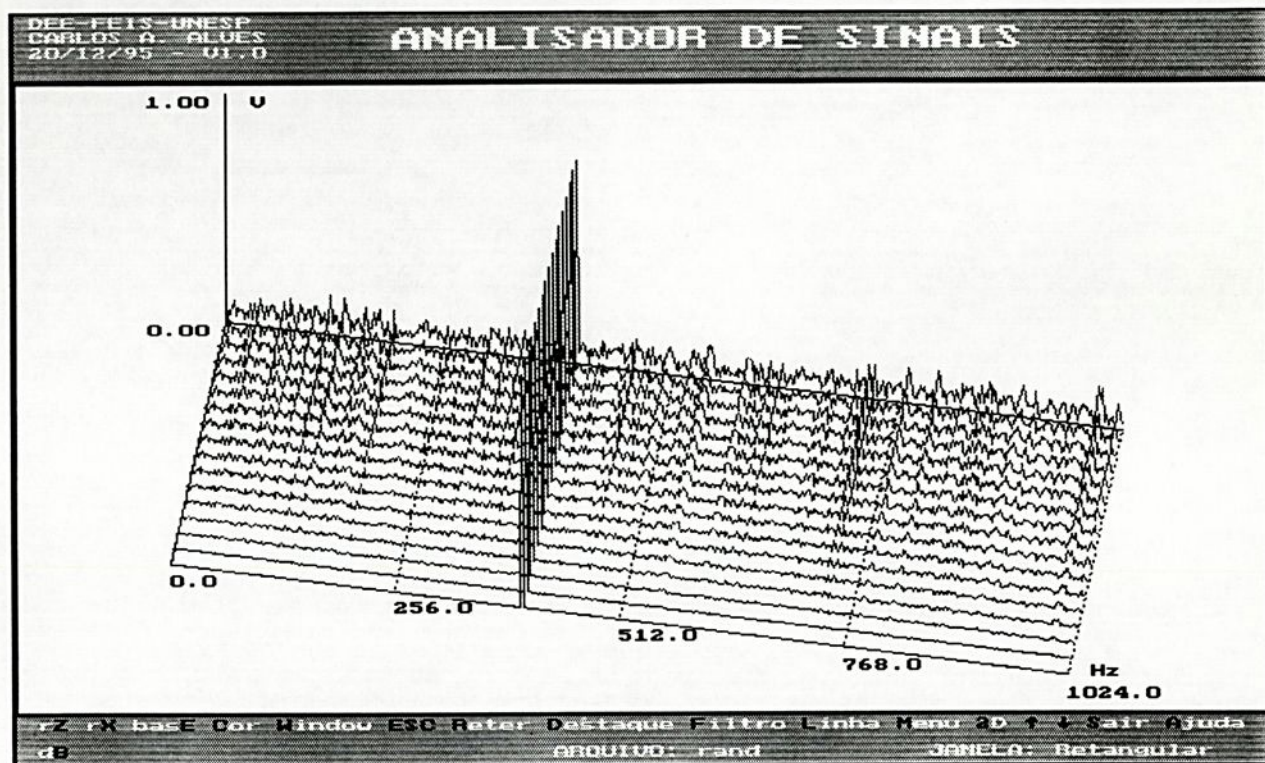


FIGURA IV.18 - SENÓIDE COM NÍVEL DE COMPONENTE ALEATÓRIO VARIÁVEL

O último arquivo possui amplitude máxima do componente aleatório de 4,0V. A FFT do conjunto de arquivos é apresentado na Figura IV.18.

Observa-se que, ainda na pior situação (último sinal), a senóide é destacada no espectro. O sinal aleatório foi gerado pela função `random()` da linguagem C. Verifica-se deste modo a validade do uso destas ferramentas na análise de sinais com parcela moderada de componente aleatória. A densidade espectral de frequência e o uso de médias melhoram ainda mais os resultados para estes tipos de sinais.



#### IV.3.8 - DENSIDADE DE PROBABILIDADE

A função densidade de probabilidade fornece informações sobre o sinal no domínio da amplitude. Verificou-se anteriormente que sinais senoidais e aleatórios com distribuição normal apresentam uma curva de densidade de probabilidade bem conhecida.

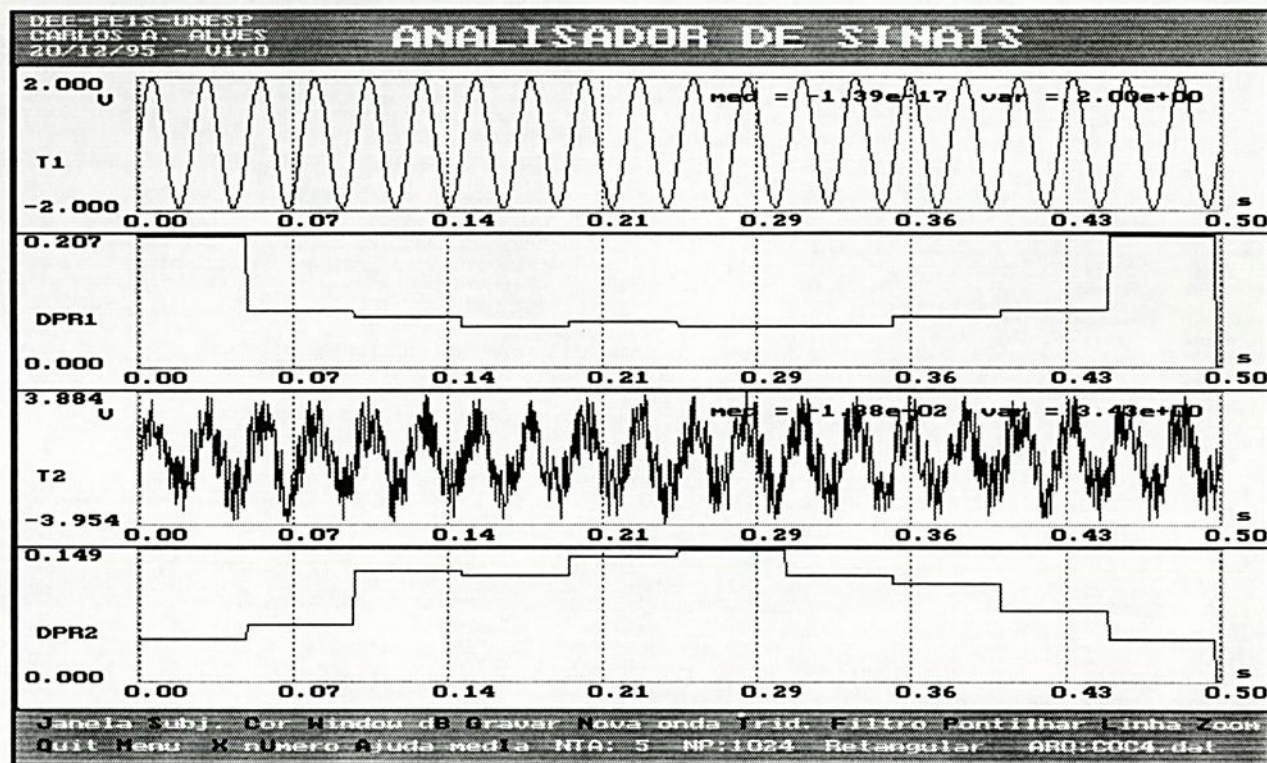


FIGURA IV.19 - DENSIDADE DE PROBABILIDADE DE UM SINAL SENOIDAL E DE UM SINAL NÃO-DETERMINÍSTICO

Para verificar experimentalmente estes resultados, gerou-se o arquivo hoj1.dat com um sinal senoidal, e o arquivo hoj2.dat, consistindo do mesmo sinal senoidal mais uma componente aleatória com o dobro da amplitude. O resultado é apresentado na Figura IV.19, considerando que a amplitude total do sinal foi dividida em 10 partes.

A densidade de probabilidade do sinal senoidal apresenta valores maiores nos extremos enquanto que a densidade de probabilidade do sinal com componente aleatório é maior na região central.



#### IV.3.9 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA

O espectro de potência é dado pelo quadrado da FFT do sinal. Isto faz com que as componentes maiores do espectro sejam destacadas e as menores (geralmente ruído) sejam atenuadas; usando-se médias no tempo e na frequência pode-se atenuar o ruído ainda mais.

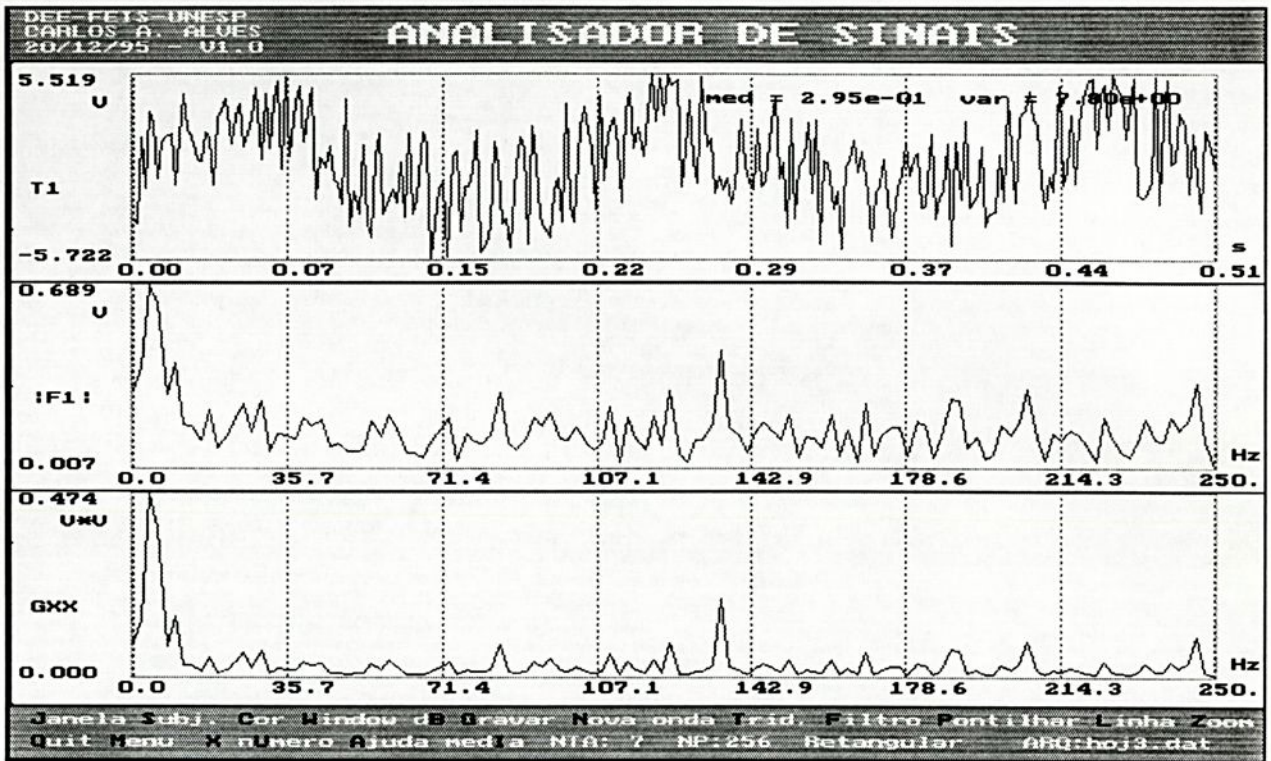
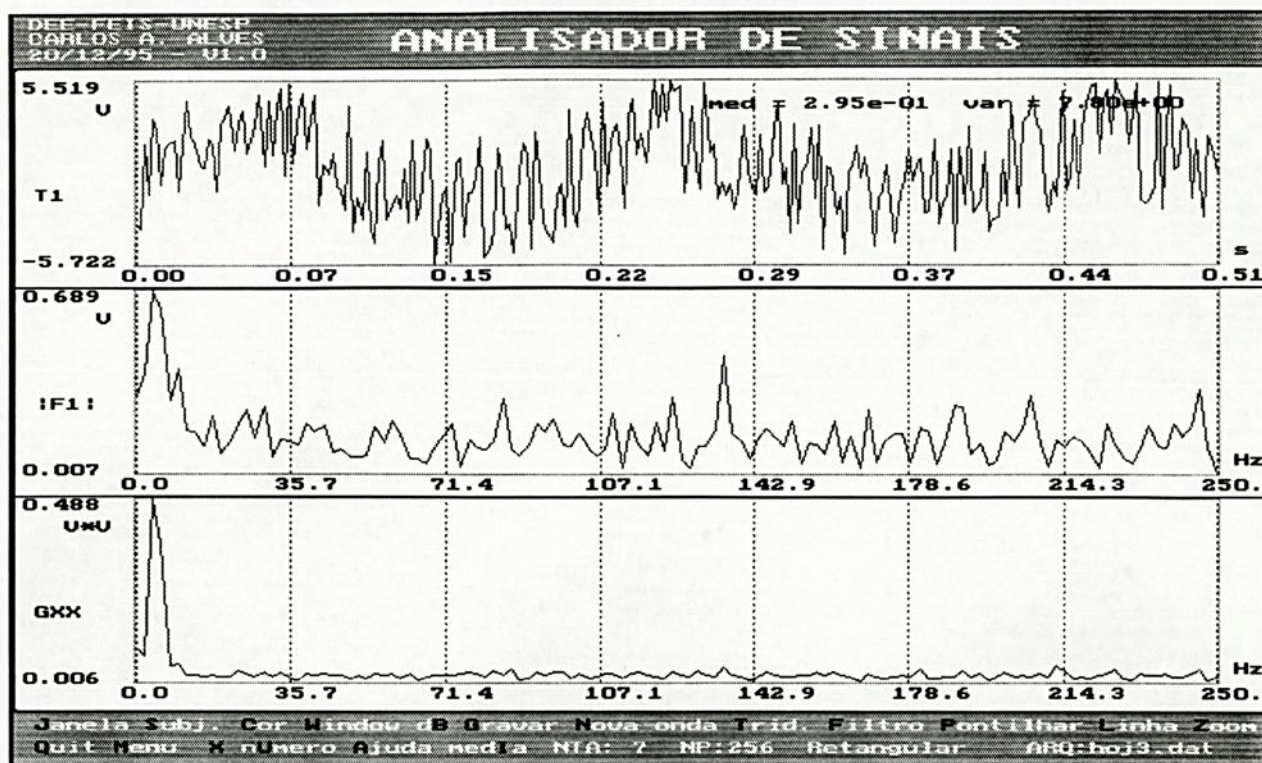


FIGURA IV.20 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA SEM MÉDIAS

Para ilustrar este fato, foram gerados dois sinais: o sinal do arquivo hoj3.dat é composto por uma componente senoidal com amplitude de 2,0V, uma componente aleatória com amplitude máxima de 3,0V e tem 2048 pontos. A Figura IV.20 mostra o sinal temporal, sua FFT e o espectro de potência, de cima para baixo respectivamente, considerando apenas os 256 pontos iniciais do arquivo e sem média na frequência.

Utilizou o mesmo arquivo para o cálculo de um segundo espectro de potência, também de 256 pontos, mas com os 2048 pontos do arquivo (8 médias no tempo). O resultado obtido é apresentado na Figura IV.21.

Observa-se que o espectro de frequência destaca bem a



**FIGURA IV.21 - DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA COM MÉDIAS**

componente periódico do ruído presente no sinal. Outras técnicas melhoram ainda mais o espectro considerando a sobreposição dos sinais temporais em até 75% da amostra anterior.

#### IV.3.10 - FUNÇÃO DE COERÊNCIA

A função de coerência descreve a relação entre dois sinais. Para teste da função de coerência, criou-se dois sinais, armazenados nos arquivos `hoj6.dat` e `hoj7.dat`: o primeiro sinal é composto apenas de uma componente senoidal de 2,0V de amplitude; o segundo sinal têm a mesma componente senoidal de 2,0 V mais uma componente aleatória de amplitude máxima de 3,0V. A Figura IV.22 ilustra o resultado obtido, com arquivos de 1024 pontos, média na frequência de 3 e FFT de 512 pontos.

Observa-se que a coerência é próxima de 1,0 somente na frequência do sinal senoidal.

A função de coerência pode, portanto, ser usada para indicar similaridade de resultados, validando ou não resultados obtidos em circunstâncias idênticas.

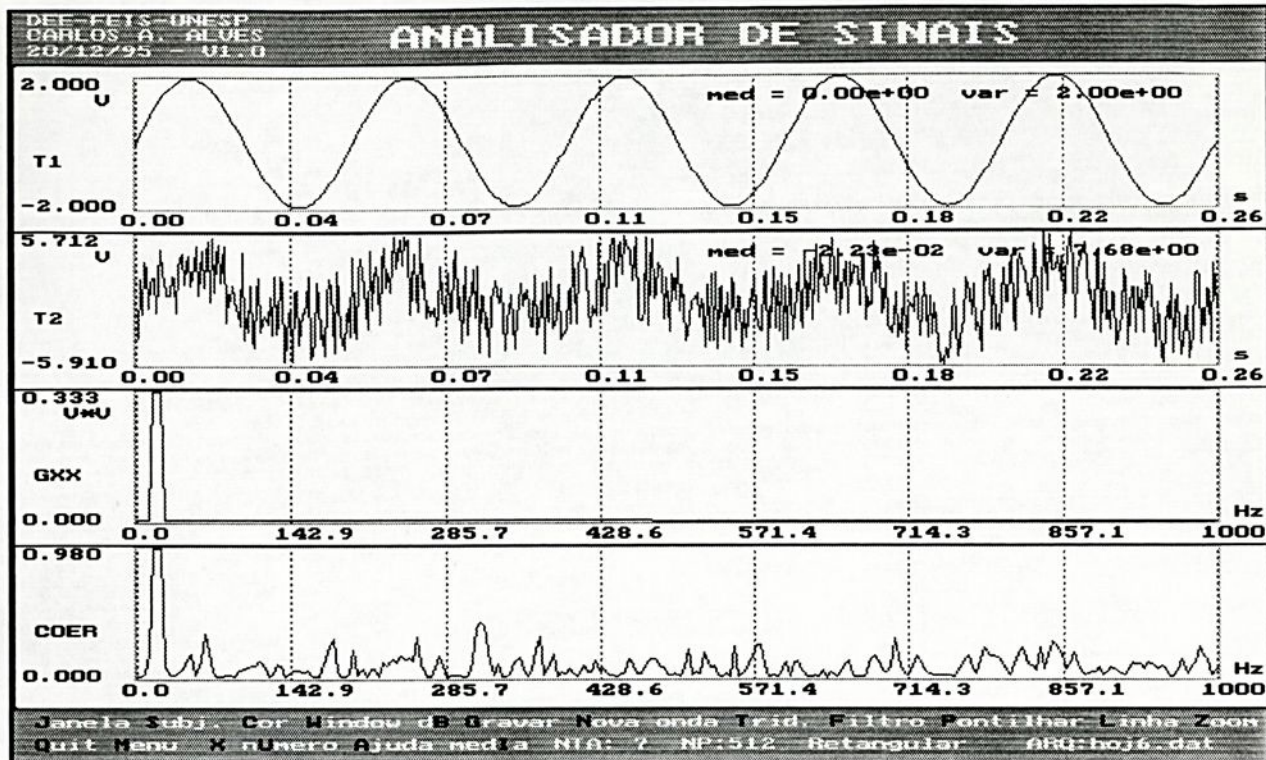


FIGURA IV.22 - FUNÇÃO COERÊNCIA DE DOIS SINAIS

## CAPÍTULO V - CONCLUSÕES

Conforme os resultados e discussões mostrados no Capítulo IV usando o sistema ANALISA, pode-se concluir que:

. projetos de filtros analógicos *anti-aliasing* podem ser facilmente implementados e a caracterização global e dos estágios podem ser realizadas com rapidez. Obteve-se excelentes resultados comparando-se os resultados teóricos e os experimentais;

. o sistema é adequado para análise de sinais periódicos. Os resultados experimentais foram similares aos valores teóricos;

. a análise de sinais aleatórios apresentou resultados quantitativamente bons, que devem ainda ser comparados com outros padrões, somando sinais randômicos analógicos ou por *software* em sinais de espectro conhecido;

. filtros digitais foram eficientemente projetados, visando mudar o espectro do sinal;

. a análise de sinais de vibração foi usada com sucesso na caracterização de um viga e na verificação do desbalanceamento do eixo de um motor.

Os pontos de destaque principal do sistema são: baixo custo, sendo um programa de domínio público e boa flexibilidade, permitindo ao usuário adaptar o sistema para as condições locais. Portanto, o sistema ANALISA atingiu plenamente o objetivo de ser uma versão inicial de um sistema de aquisição e monitoramento de vibrações mecânicas. A apresentação gráfica utiliza, de forma equilibrada, a diversidade e o contraste de cores. Os menus, apesar de não terem sido otimizados, são claros e possuem arquivos de



ajuda (*help*) que facilitam a compreensão.

Como restrição pode-se citar a limitação da aquisição de dados à 4096 pontos e a FFT à 2048 pontos. As máximas frequências de amostragens obtidas com microcomputador PC-AT-286 de 16MHz situa-se em torno de 15kHz; utilizando-se microcomputadores mais rápidos pode-se utilizar toda a faixa de frequência dos conversores A/D. Em um microcomputador PC-486 de 50MHz conseguiu-se taxa de amostragem de 100kHz para a placa ATMIO.

Como indicativos de trabalhos futuros baseados neste sistema, sugere-se que, antes de qualquer alteração, sejam realizados testes diversificados sobre todos os recursos disponíveis, para detecção de falhas e adequação de funções, gráficos e menus às condições de uso real. Uma versão para ambiente Windows, com uso de mouse e ênfase à linguagem orientada à objetos pode, então, ser desenvolvida. Deve-se ainda ter em vista um compilador que ofereça maior disponibilidade de memória, que torna o sistema mais rápido e permite aquisição e análise de sinais mais extensos. Pode-se também facilitar a implementação de novas funções matemáticas e incorporar sistemas especialistas visando manutenção preditiva, possibilitando a completa automação das medições e relatórios.

Para outras aplicações que não seja análise de vibrações, pode-se adequar as funções e telas gráficas para as necessidades específicas da mesma.



## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - Duhamel, P. and Veterli, M., "FAST FOURIER TRANSFORM: A TUTORIAL REVIEW AND A STATE OF THE ART", Signal Processing, Vol 9, no. 4, April 1990, pag 259-299.
- [2] - Bendat, J.S. and Piersol, A.G., "RANDOM DATA: ANALYSIS AND MEASUREMENTS PROCEDURES", Wiley-Interscience, New York, 407 p., 1971.
- [3] - Newland, D. E. , " AN INTRODUCION TO RANDOM VIBRATIONS AND SPECTRAL ANALYSIS", Longman, 285 p., 1975.
- [4] - Oliveira, H.M. e Ramos Jr., P.F.S.C., "ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS: UMA VISÃO DE ENSINO VOLTADA À ENGENHARIA", XXIII Congresso Brasileiro de Ensino de Engenharia - 95, pág 199-208, 1995.
- [5] - Silva, V.C., Riul, J.A. e Silva, H.S., "O USO DO MICROCOMPUTADOR COMO ANALISADOR DE SINAIS DINÂMICOS ", XI Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, pág. 473-476, 1991.
- [6] - Gerges, S. N. Y., "MONITORAMENTO E ANÁLISE DE VIBRAÇÕES EM MÁQUINAS E ESTRUTURAS", UFSC, 600 p, 1989.
- [7] - Franco S., "DESIGN WITH OPERATIONAL AMPLIFIERS AND ANALOG CIRCUITS", MacGraw-Hill, 639 p., 1988.
- [8] - DeFatta, J.D, Lucas, J.G. and Hodgkiss, W. S., "DIGITAL SIGNAL PROCESSING: A SYSTEM DESIGN APPROACH", John Wiley and Sons, Inc., USA, 661 p., 1988.
- [9] - Oppenheim, A.V. and Schafer, R.W., "DIGITAL SIGNAL PROCESSING", Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1978.



- [10] - Ifeachor, E.C. e Jervis, B.W., "DIGITAL SIGNAL PROCESSING: A PRATICAL APPROACH", Addison-Wesley Publishing Company, 760 p., 1993.
- [11] - Cooley, J.M. and Tukey, "AN ALGORITHM FOR THE MACHINE CALCULATION OF COMPLEX FOURIER SERIES", Mathematics of Computation, Vol. 19, pag 297-301, April 1965.
- [12] - Manual "PCL-711B USER MANUAL", 1994.
- [13] - Manual "AT-MIO-16F-5", National Instruments, 1994.
- [14] - Kelly-Bootle, S , "DOMINANDO O TURBO C", Editora Ciência Moderna, Rio de Janeiro, RJ, 609 p., 1989.
- [15] - "REFERENCE GUIDE" e "USER'S GUIDE", Borland International, Scotts Valley, CA, USA, 600 p. e 430 p., 1988.
- [16] - Application Notes AN-243-1: "EFFECTIVE MACHINERY MAINTENANCE USING VIBRATION ANALISYS", Hewlett-Packard.
- [17] - Zeng, Y. and Forssberg, E., "APPLICATION OF VIBRATION SIGNAL MEASUREMENT FOR MONITORING GRINDING PARAMETERS", Mechanical Systems And Signal Processing, Academic Press, Vol. 8, No. 6, pag 705-713, November 1994.



## APÊNDICE A

### DESCRIÇÃO DOS MÓDULOS NECESSÁRIOS À EXECUÇÃO DO PROGRAMA ANALISA.EXE

O sistema ANALISA foi desenvolvido em linguagem C, usando o compilador Turbo C 2.0, da Borland International [14] e [15]. O modelo de memória utilizado foi MEDIUM.

O programa executável é montado a partir da opção PROJECT, que realiza a interligação de sub-programas ou módulos com extensão .OBJ. Os módulos e suas rotinas principais são descritas à seguir.

**arquivo.c**: leitura e escrita em arquivo

**fildig.h**: projeto de filtro digital

**projetan.c**: projetos de filtros analógicos *anti-aliasing*

**caracan.c**: caracterização de filtros analógicos por varredura senoidal

**mat.c**: função matemáticas para realizar análise de sinais

**expansao.c**: implementação de outra placa de aquisição ou interface de comunicação

**simula.c**: simulação de sinais por software

**exibir.c** e **exibir1.c**: apresentação gráfica bi e tridimensional

**geral.c**: contém a função `main()`, a rotina `zerar()` que inicializa os valores *default* e diversas outras pequenas rotinas que não se enquadram em nenhum dos módulos anteriores.

**analisa.prj**: arquivo de projeto, que contém o nome de todos os módulos descritos anteriormente com a extensão **.obj**.

Para realiza a montagem completa do sistema, deve-se compilar cada um dos módulos **.c** gerando o módulo **.obj**. Deve-se a seguir acionar a opção PROJCTC, indicar o programa de projeto **analisa.prj** e gerar o programa executável **analisa.exe**. Este último pode ser executado a partir do DOS, no diretório onde estão os arquivos de dados.

Os arquivos de dados contém a extensão **.dat** e estão e são numerados sequencialmente à partir do número 1.

São necessários ainda alguns arquivos que são lidos durante a execução do programa. Os arquivos **.tab** são valores tabelados, os arquivos **.hlp** são arquivos de ajuda.



**capacito.tab**: capacitores comerciais  
**resistor.tab**: resistores comerciais  
**butter.tab**: coeficientes do filtro tipo Butterworth  
**bessel.tab**: coeficientes do filtro tipo Bessel  
**cheby01.tab**: coeficientes do filtro tipo Chebyshev, com *ripple* de 0,1 dB  
**cheby1.tab**: coeficientes do filtro tipo Chebyshev, com *ripple* de 1 dB  
**placa.hlp**: placa de aquisição de dados  
**simula.hlp**: simulação de sinais por software  
**arquivo.hlp**: leitura e escrita em arquivo  
**fildig.hlp**: projeto de filtro digital  
**projetan.hlp**: projeto de filtro analógico  
**caracan.hlp**: caracterização de filtros analógicos  
**fonte.hlp**: fonte de dados  
**bidim.hlp**: exibição bidimensional  
**tridim.hlp**: exibição tridimensional

Devem ainda estar presente o programa **graphics.com** para gerenciar a cópia da tela gráfica para a impressora matricial.

Os arquivos de dados usados no Capítulo IV são:

**butter\*.arq** e **buterr\*.arq** - resposta em frequência teórica e experimental do filtro analógico tipo Buterworth (Figura IV.1);  
**cheby\*.arq** e **chebyr\*.arq** - resposta em frequência teórica e experimental do filtro analógico tipo Chebyshev (Figura IV.2);  
**coc\*.dat** - sinais simulados apresentados nas Figuras IV.3 à IV.7 e IV.19;  
**rand\*.dat** - sinais simulado, com componente senoidal constante e componente randômico variável (Figura IV.18);  
**hoj\*.dat** - sinais simulados, usados para demonstração da densidade de probabilidade, densidade espectral de potência e coerência (Figuras IV.20 À IV.22);  
**lar\*.dat** - sinais de aceleração do motor, com e sem desbalanceamento (Figuras IV.14 e IV.17);  
**vibra\*.dat** - respostas da viga, tridimensional (Figuras IV.11 e IV.12);



**sextab\*.dat** - resposta da viga, bidimensional (Figura IV.13);  
**ana\*.dat** - aquisição de dados de senóide com distorção harmônica  
sem uso de filtro *anti-aliasing* (Figura IV.8);  
**fana\*.dat** - aquisição de dados de senóide com distorção harmônica  
com uso de filtro *anti-aliasing* (Figura IV.9);



## APÊNDICE B

### PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS ATMIO-16F-5 ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS, conforme [9]

#### ENTRADA ANALÓGICA (CONVERSOR A/D)

- . **Canais:** 16 Simples, 8 diferenciais
- . **Resolução:** 12 bits
- . **Faixas de Tensão de Entrada:**  $\pm 5V$  e 0 à 10V
- . **Ganhos:** 0,5, 1, 2, 5, 10, 20, 50 e 100, programáveis por software
- . **Modos de Disparo:** Software, clock interno e sinal externo
- . **Modo de Transferência de Dados:** Software ou interrupção
- . **Sobretensão máxima:**  $\pm 25V$  contínua com micro ligado e  $\pm 15V$  com micro desligado
- . **Tempo de Conversão:** 5  $\mu s$
- . **Impedância de Entrada:** 100G $\Omega$  em paralelo com 15pF

#### SAÍDA ANALÓGICA (CONVERSOR D/A)

- . **Quantidade de canais:** 2
- . **Resolução:** 12 bits
- . **Tensão de Saída:** 0 à +10V no modo unipolar e  $\pm 10V$  no modo bipolar
- . **Settling Time:** 4  $\mu s$
- . **Slew Rate de Saída:** 30V/ $\mu s$
- . **Linearidade:**  $\pm 1/2$  LSB máximo
- . **Capacidade máxima de Corrente de Saída:**  $\pm 5mA$

#### ENTRADA/SAÍDA DIGITAL

- . **Quantidade de Bits:** 8
- . **Níveis Lógico:** compatível com TTL, fornecendo até 2,6mA em +2,4V e absorvendo até 24mA em +0,5V

#### CONTADORES

- . **Quantidade:** 3 temporizadores/contadores
- . **Resolução:** 16 bits para contador/temporizador  
4 bits por canal de frequência de saída



- . **Base de Clock Disponível:** 5MHz, 1MHz, 100kHz, 10kHz, 1kHz e 100Hz
- . **Nível Lógico:** entradas e saídas compatível com TTL
- . **Frequência de Entrada do Contador:** máximo de 6,9MHz



## APÊNDICE C

### PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS PCL-711B ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS, conforme [8]

#### ENTRADA ANALÓGICA (CONVERSOR A/D)

- . Canais: 8, simples
- . Resolução: 12 bits
- . Faixa de Tensão de Entrada:  $\pm 5V$ ,  $\pm 2,5V$ ,  $\pm 1,25V$ ,  $\pm 0,625V$  e  $\pm 0,3125V$ , programáveis por software
- . Modos de Disparo: Software, clock interno e sinal externo
- . Modo de Transferência de Dados: Software ou interrupção
- . Sobretensão máxima:  $\pm 30V$  contínua
- . Tipo de Conversão: Aproximação sucessiva
- . Conversor A/D: AD-574A ou equivalente
- . Tempo de Conversão: 25  $\mu s$
- . Precisão: 0,015% da leitura,  $\pm 1$  LSB

#### SAÍDA ANALÓGICA (CONVERSOR D/A)

- . Quantidade de canais: 1
- . Resolução: 12 bits, dupla bufferização
- . Tensão de Saída: 0 à +5V ou 0 à 10V
- . Settling Time: 30  $\mu s$
- . Conversor: PM7548GP ou equivalente
- . Linearidade:  $\pm 1/2$  LSB
- . Capacidade máxima de Corrente de Saída:  $\pm 5mA$

#### ENTRADA DIGITAL

- . Quantidade de Bits: 16
- . Nível Lógico 0 : 0,8V max.
- . Nível Lógico 1 : 2,0V min.

#### SAÍDA DIGITAL

- . Quantidade de Bits: 16
- . Nível Lógico 0 : 0,4V max. em 16mA
- . Nível Lógico 1 : 2,4V min. em 800 $\mu A$



## APÊNDICE D

### ROTINA EXPANSAO()

A rotina `expansao()` deve ser usada quando se deseja realizar aquisição de dados com uma placa de aquisição diferente das utilizadas (ATMIO e PCL) ou usar a interface de comunicação de dados de algum instrumento. A rotina `expansao()` está armazenada no arquivo **expansao.c**. Deve-se desenvolver o programa em um compilador C, compatível com o TurboC 2.0, seguindo as instruções do fabricante da placa de aquisição ou interface. A seguir, deve-se gerar o programa **.obj** de todos os módulos e então, usar a opção PROJECT e o arquivo **analisa.prj**. Esta opção realiza a união de todos os módulos e gera o programa executável **analisa.exe**. O modelo de memória selecionado deve ser **medium**.



DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
AV. BRASIL, 56 - CAIXA POSTAL 31  
15378-000 ILHA SOLTEIRA - SP

